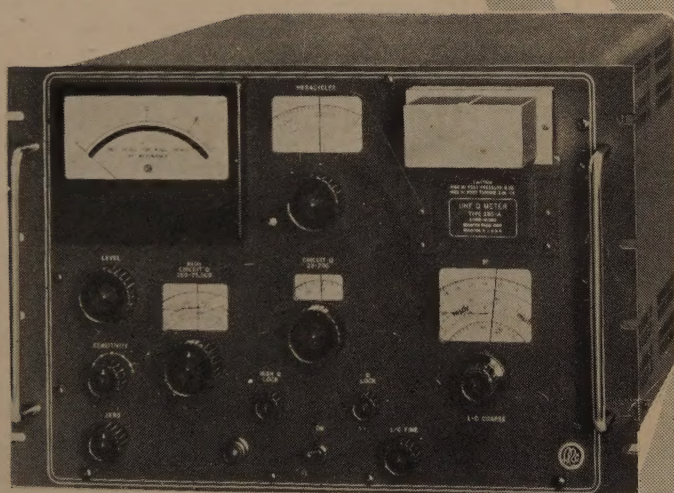


電気通信学会雑誌

The Journal of the Institute of
Electrical Communication Engineers of Japan

和 36 年 8 月

AUG. 1961



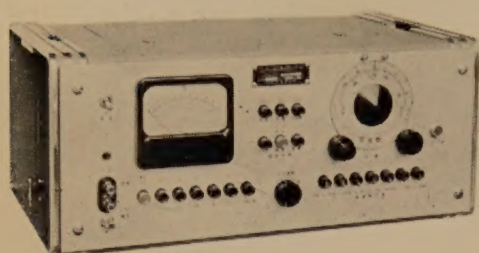
280A型 UHF Q METER

理經産業株式会社

社団法人 電気通信学会

The Institute of Electrical Communication Engineers of Japan

CR-100形広帯域歪率測定器



本器は30%～100kc間の歪率測定、30%～300kc間の電力、電圧レベルおよび雑音の測定に使用する装置であります。操作は全般的押ボタン切換を採用しており、歪率、レベル、雑音すべてdBおよび%による直読方式であります。

規 格

入力インピーダンス 600Ω (平衡), $10K\Omega$ (平衡), $100K\Omega$ (不平衡)

歪率測定	基本波周波数	30%~100kc	連続可変
	測定範囲	30%~30kcの間	30%~0.1%
		30kc~100kcの間	30%~0.2%

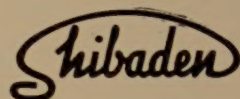
レベル測定 0 dB~-70 dB

雑音測定 0 dB~-70 dB

確 度 歪率, レベル, 雑音ともに $\pm 5\%$ 以内

寸法・重量 516 (巾) × 224 (高さ) × 310 (奥行)・19 kg

芝電の
測定器



本器をNTSC方式における複合カラー信号中の色度信号を測定するために設計されたもので、カラープレキサが正しく調整されているか、または完成されたカラーバー信号を取扱っている伝送機器が正常な位相・振幅関係をたもっているかどうかを監視し、また敏速な測定を行うのに非常に便利な測定器であります。

なお本器は、一般のオシロスコープ装置で観測する場合と同様に水平掃引表示も可能ですから、特に正常な位相の測定を必要とする場合は零調整法により内部精密位相器で測定することができます。これにより微分位相、微分利得の測定も可能です。

規 格

入力信号 NTSC方式による複合カラー信号(2信号)
映像1V_{p-p} 同期0.4V_{p-p} 75Ω不平衡

外部副搬送波 3.579545 Mc 副搬送波 2 Vp-p以上

位相測定範圍 0~200° 連續可變

位相確度 ベクトル表示において $\pm 2^\circ$

飽和度測定 水平掃引表示（零調整法）において $\pm 1^\circ$
2信号比較 $\pm 3\%$

表示方式 ベクトル表示と水平掃引表示（期間1日）

校正信号 3.59 Mc

電 源 AC100V 50%または60% 約350V・A

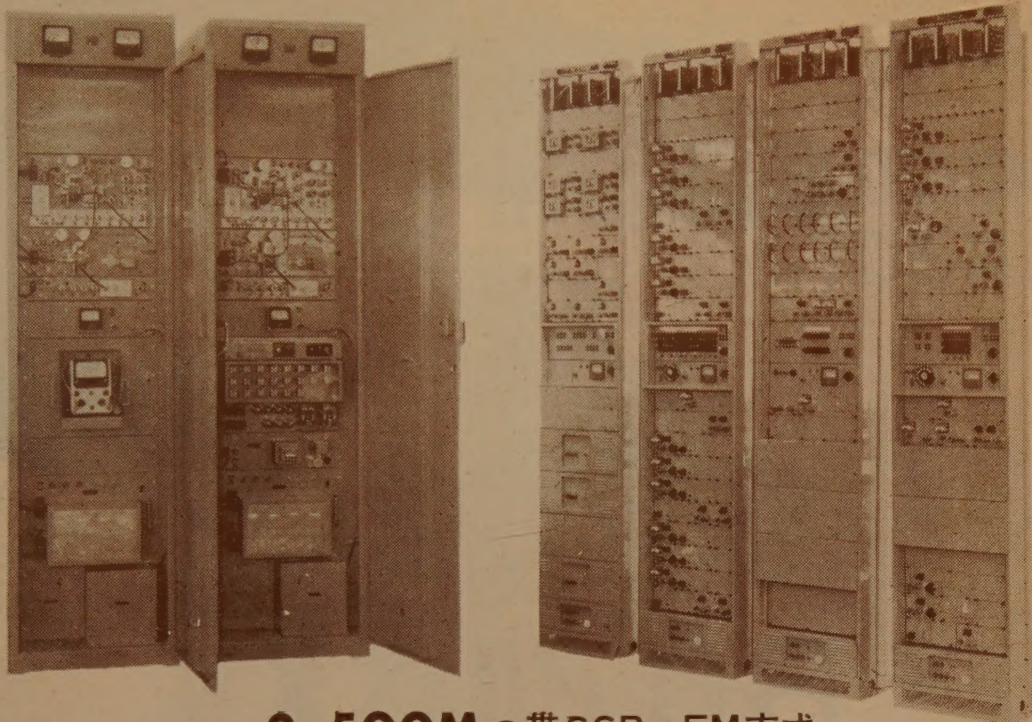
寸 法 500(巾) × 250(高さ) × 470(奥行)

749A 形ベクトルスコープ



芝電氣株式会社
芝電氣測器株式会社

本社・営業所 東京都千代田区内幸町2丁目20番地
日比谷会館ビル6階 電話 (591) 4241~8代表
八王子工場 八王子市大和田町1664八王子(2) 6121(代表)
営業所 大阪営業所(36)1171(代表)福岡営業所(74)6731・0961



三菱 2,500Mc 帯SSB-FM方式 多重無線通信装置

本装置はSS-FM方式を採用した60通話路までの多重電話中継回線を構成するに適したものでCCITTの規格に準拠した高性能多重無線装置であります

端局装置の性能

通話路数.....60ch
(外に打合回線を有する)
音声有効伝送帯域.....300-3,400%
基礎前群周波数帯域.....12-24kc
基礎群周波数帯域.....60-108kc
伝送周波数帯域.....60-316kc
または8-264kc

送受信機の性能

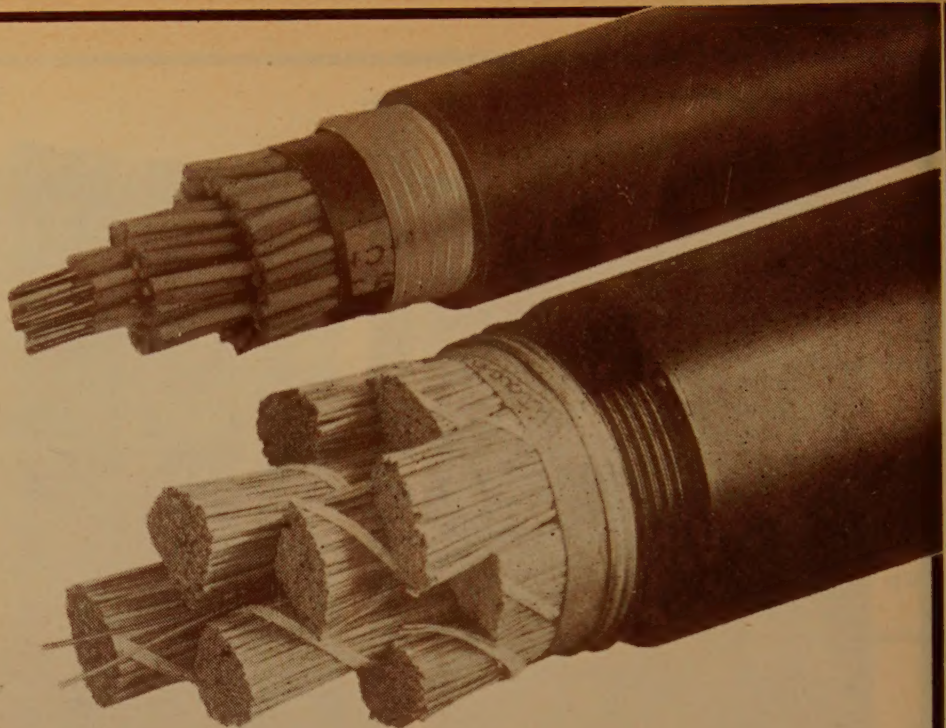
周波数範囲.....2,450-2,700Mc
変調方式.....FM(周波数変調)
中継方式.....ビデオ中継
送信出力.....1W
変調周波数範囲.....0.3-316kc
周波数変移..... ± 1.5 Mc
受信機帯域幅.....6Mc
受信機雑音指数.....12db以下

空中線の性能

開口角.....130°
利得.....32.6db
ビーム幅.....3.9°
入力VSWR.....1.2以下



三菱電機株式会社



日立アルペス スタルペスケーブル

アルペス、スタルペスケーブルとは外被に従来使用されてきた鉛の代りに、ひだ付金属テープとプラスチックとを併用した通信ケーブルであります。

その構造はアルペスケーブルではプラスチック絶縁の燃合わせ線心上に、ひだ付アルミテープを根添えし、ポリエチレンを被覆したものであり、スタルペスケーブルは絶縁体に高度の防湿性を要求される紙またはパルプを使用しているので、燃合わせ線心上にはひだ付アルミテープとひだ付銅テープを根添えし、銅テープの合せ目は半田付けして完全水密型とした後、ポリエチレン被覆を行っております。

これらのケーブルは資源的に不足な鉛を使用しない上に、製造原価が安くなり、軽量であること、機械的強度および遮蔽効果が良好なこと、運搬、取扱、布設が容易であることなどの特長があり、米国ではこの外装方式のケーブルが大量に使用されています。

わが国でも電電公社ではこのケーブルを採用しておりますが、この方式は以上のようなすぐれた特長があるため、通信ケーブルばかりでなく、制御ケーブル、信号ケーブルなど広い分野に応用が可能で、需要はきわめて増加する情勢にあります。

日立電線ではこのケーブルを開発したウェスタン、エレクトリック社と技術提携を行い、新通信ケーブル工場における新鋭設備の整備と相まって、量産態勢を終り各方面の需要にこたえています。



日立電線株式会社

本社 東京都千代田区丸の内2の16番地
営業所 大阪・福岡・名古屋
販売所 札幌・仙台・広島・富山

経営の合理化に、技術の革新に、 *Toshiba*

東芝の電子計算機 TOSBAC TOSAC

TOSBAC-2100 (小形事務用)

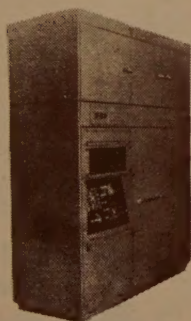
TOSBAC-3100 (中形科学用・事務用)

TOSBAC-4100 (分類・照合用)

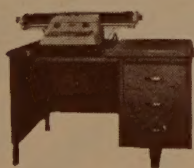
TOSBAC-4200 (一般事務用)



TOSBAC-4131



TOSBAC-3225



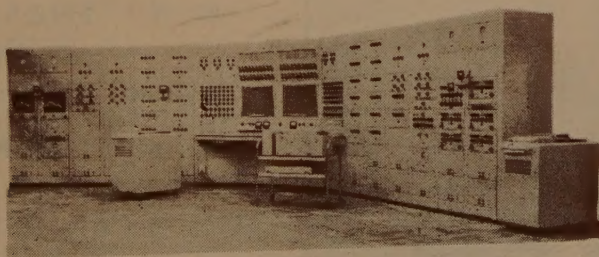
TOSBAC-3200 (データ処理用)

TOSBAC-8000 (データ処理用)

TOSAC-II (低速形アナコン)

TOSAC-III (高速形アナコン)

TOSAC-IV (小形アナコン)



TOSAC-II

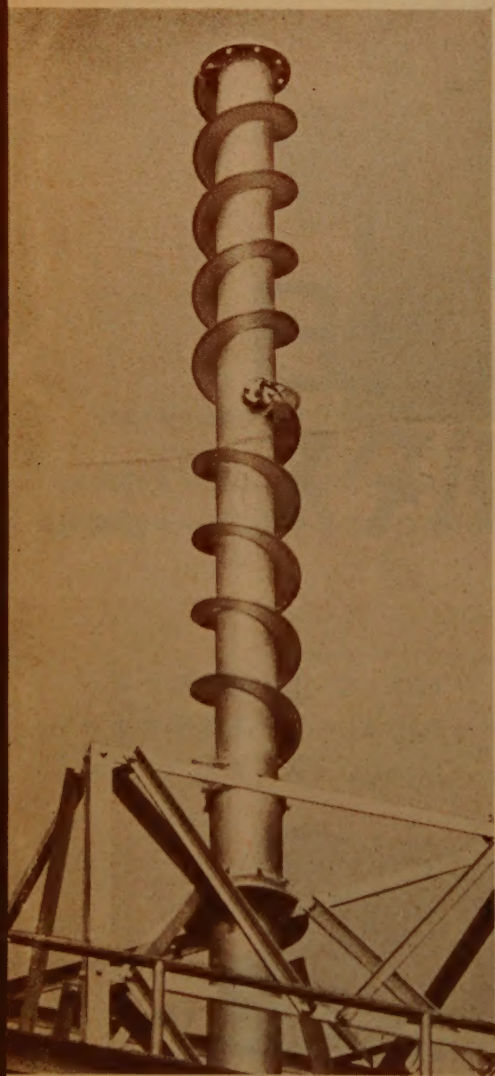
上記標準形電子計算機のほかに、特殊用途の各種電子計算機のご注文にも、応じております。

東京芝浦電気株式会社



住友電工の

UHF-TV送信用スクリューステナ



特性試験中の1段スクリューステナ

構造

らせん状の導体を電氣的・機械的性の良好な強化プラスチックで、連続的に絶縁支持してある。

特長

1. 広帯域である。
2. 水平指向特性が優れている。
3. 2周波領域での共用も可能である。
第2モードと第3モードを使用
(周波数比 約 1.5 倍)
4. 給電系が簡単である。
5. 機械的に堅牢で、保守が容易である。

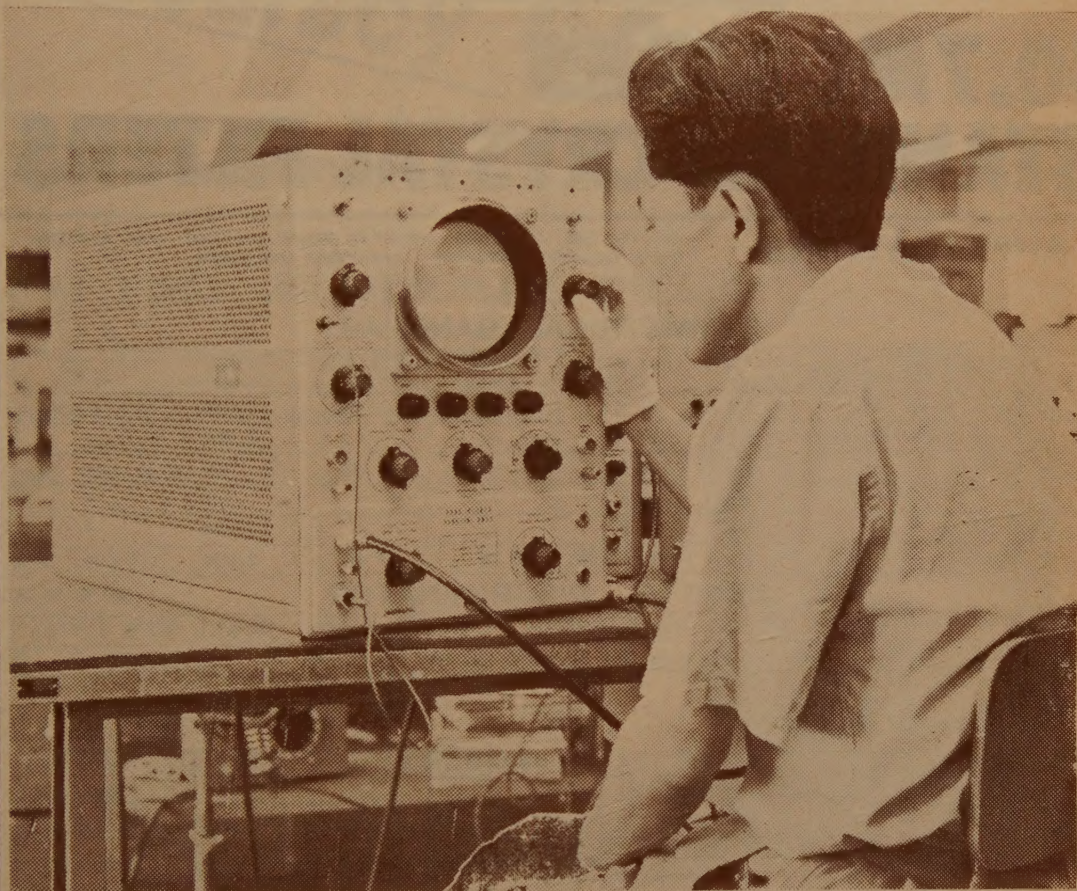
特性

偏波 水平偏波
周波数 UHF帯の指定周波数 $\pm 4\%$
入力インピーダンス 50Ω
入力VSWR 1.05 以下
利得 1段当り5~7倍
(実用範囲は1~4段)
指向特性 水平面内無指向性
(円形度 $\pm 2\text{dB}$ 以内)

住友電気工業株式会社

本社 大阪市此花区恩貴島南之町六〇
東京支社 東京都港区芝平町一
支店 名古屋・福岡

エレクトロニクスを診察する...



日立シンクロスコープ。

現代のエレクトロニクス技術が要求している電気現象の適確な観測には、日立シンクロスコープが全面的に応えています。パルスの波形・周期の不定な波形・超低周波および高周波の波形・到来する時間が予測できない波形などの観測や時おくれの測定など、高い精度で波形の細部までを正確に把握することができます。用途に応じて、特性を十分に生かすように4種類のシンクロスコープを製作しております。

V101形……高性能標準形

V102形……標準形

V103形……可搬形

V104形……簡易形

日製産業株式会社

東京都千代田区神田司町1-17 (日製産業別館)
電話 (261) 8661 (代)

新製品



10.7MC SERIES STANDARD CRYSTAL FILTERS

APPLICATIONS

• AM, FM, SSB RECEIVERS • DOPPLER RADAR SYSTEMS • FSK SYSTEMS
• FIXED CHANNEL RECEIVERS • SPECTRUM ANALYZERS

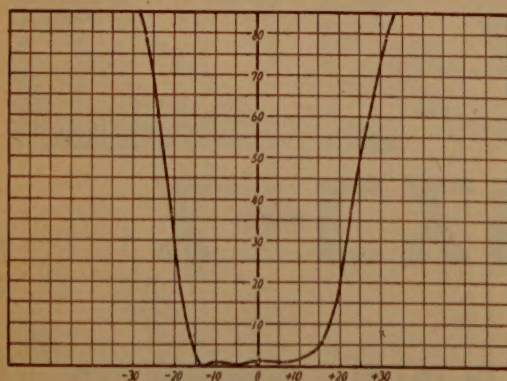
SYMMETRICAL BANDPASS

MODEL NO	CENTER FREQUENCY	BANDWIDTH 6 db	BANDWIDTH 60 db	INSERTION LOSS (MAX)	PASS BAND VARIATION (MAX)	IMPEDANCE OHMS (NOMINAL)	CASE SIZE L. W. H.
10 M-A	10.7 Mc	30 Kc	60 Kc	6 db	3 db	2,500	80 × 24 × 30mm
10 M-B	〃	15 Kc	30 Kc	〃	〃	1,000	〃
10 M-E	〃	6 Kc	15 Kc	〃	2 db	500	〃
10 M-F	〃	3.5 Kc	10 Kc	〃	〃	300	〃
10 M-H	〃	0.5 Kc	2 Kc	〃	〃	2,000	〃
10 M-J	〃	30 Kc	50 Kc (75db)	8 db	3 db	2,000	117 × 24 × 30mm

CRYSTAL DISCRIMINATOR

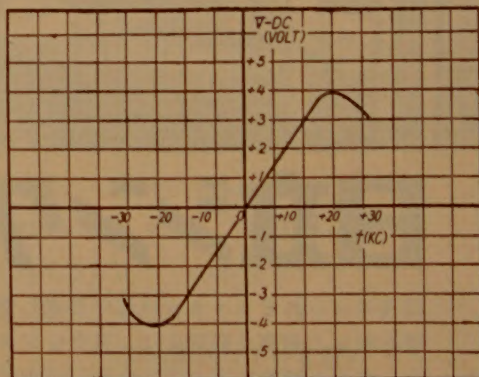
MODEL NO	CENTER FREQ	BAND WIDTH	IMPEDANCE OHMS	CASE SIZE L. W. H.
10M-DC	10.7 Mc	50 Kc PEAK TO PEAK	INPUT 10K. OUTPUT 500K	25 × 20 × 25mm

MODEL 10-MA
ATTENUATION VS. FREQUENCY



FREQUENCY IN Kc FROM 10.7Mc
CENTER FREQUENCY

MODEL 10M-DC
10.7Mc DISCRIMINATOR



FREQUENCY IN Kc FROM 10.7Mc
CENTER FREQUENCY

同一外形互換性を考えた10.7Mc 系列既設計、高信頼性の高周波水晶炉波器を御推奨いたします。
尚、特に新規設計にも応じますから何卒御用命の程御待ち申上げて居ります。



東洋通信機株式會社

本社及工場 神奈川県川崎市塚越3丁目484番地 電話川崎(2)3771~3779, 2766
東京営業所 東京都千代田区霞ヶ関3丁目3番地 鋼板ビル内 電話 東京 (591) 1973, 1974
大阪営業所 大阪府西區江戸堀上通り2丁目37番地(裁吉ビル) 電話 土佐堀 (44) 4332~6
福岡営業所 福岡市天神町58番地 天神ビル 電話 福岡 (75) 6031, 6416

Accuracy 0.2dB

高精度・広帯域の直示式レベルメータ

PM-15型 高感度交流真空管電圧計

本器は交流専用の高感度、広帯域、広範囲、高入力抵抗の真空管電圧計で微小電圧の測定に最適のものであります。また高精度・広帯域の直示式レベル測定器として使用できますので、TV、音響機器、搬送機器などに広い応用範囲があります。

測定範囲

1mV~300V, -58dB~+52dB, 12レンジ

精度

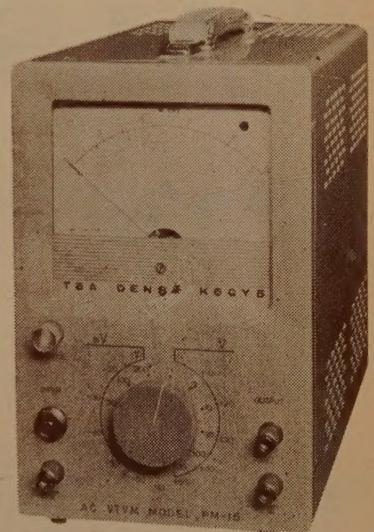
フルスケールの±2% (20c/s~1Mc)
±5% (10c/s~4Mc)

入力インピーダンス

約10MΩ 30pF, 付属プローブで並列容量15pF

寸法・重量

150(幅)×230(高)×285(奥)mm・約7kg



PM-18型 高感度直流電圧電流計

直流専用の高感度・広範囲の微小電圧電流計であって、従来測定困難な微小電圧電流を安定正確に測定できます。半導体、放射線その他の関係に広い応用範囲があります。

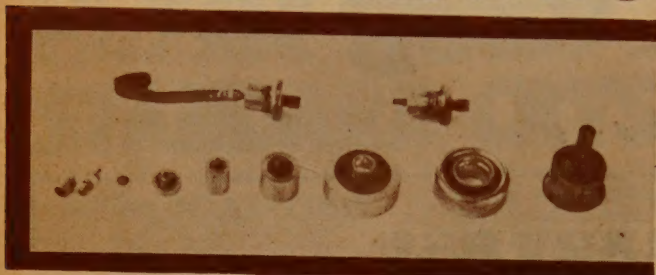
測定範囲	電圧 0 ~ ±30μV ~ 100V	14レンジ
	電流 0 ~ ±3μA ~ 100μA	16レンジ
入力抵抗	すべてのレンジで10MΩ	
電気降下	100μA以上で	1mV
	30μAで	300μV
	10μAで	100μV
	3μAで	30μV



東亜電波工業株式会社

本社 東京都新宿区諏訪町235-1 (369) 0101 (代)
出張所 大阪市東区浪路町3の6 船場ビル・(23)6547
小倉市大門口 82・(5)5455
サービス 福岡市東港町88-2 日興電気商会内・(4)4910
ステーション 名古屋市中区朝日町2の5 朝日エレクトロン内・(97)5232

HERMETIC



SEALS



NEC ハーメチック シール

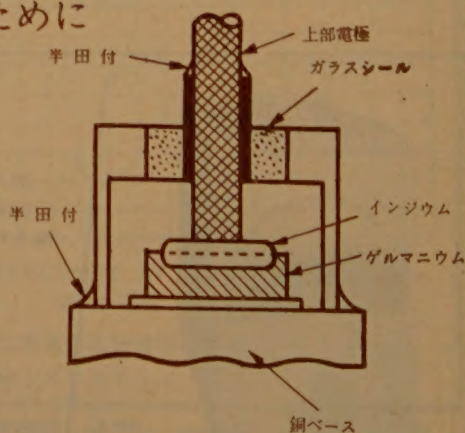
半導体整流器用 気密硝子端子

- 低圧より高圧まで
- 検波用より大電力用まで
- 許容温度範囲の拡張に
- 漏洩による機能劣化防止に
- 半導体整流体の特性を生かすために

●ハーメチックシールは、電気機器部品等を容器の中に密閉する場合の導入端子として用いられるものであります。

●ハーメチックシールは外周が金属でできていて半田付等の方法で容易に容器に接続することができるようになっており、中央のリードとの間は特殊ガラスで完全に絶縁されております。

使用例



新日本電気株式會社

東京事務所 東京都千代田区丸の内1丁目8番地(新住友ビル)

電話 (211) 2311 (代表)

大阪事務所 大阪市北区梅田2番地(第一生命ビル)

電話 (36) 3271 (代表)

KW-36A

携 帯 型 測 定 装 置

この測定装置は、搬送電話回線あるいは搬送機器の保守、点検を簡便におこなえるよう考慮されております。主な目的としては利得、損失、レベルの測定などですが、搬送装置に限らず種々の測定に、測定用電源に、あるいは検出器としても便利に使用できます。

特 長

- ① トランジスタを使用しておりますので、極めて小形、軽量です。
高さ 340mm、幅 500mm
奥行 185mm、重量 約15kg、
- ② 使用周波数帯域は、音声より搬送帯域にわたっております。
- ③ 電源は商用電源または内蔵の乾電池いずれでも使用出来ます。
- ④ 外筐より取出して各測定器単独でも使用できます。

性 能

綜 合 性 能

測定周波数範囲： 0.3～60 Kc/s (測定系インピーダンス 600Ω)
50～600 Kc/s (測定系インピーダンス 75Ω)
損失測定範囲： 70db迄、0.1dbステップ
利得測定範囲： 70db迄、0.1dbステップ
レベル測定範囲： +30～-60db 1dbステップレベル測定のみ650 Kc/s迄測定可能
電 源： D C 電源 18V乾電池 (106P 2個)内蔵、連続15時間使用可能
A C 電源 乾電池収容位置にA C 100Vにて動作するパワー・バックを挿入する

KW-117A 発振器

発振周波数： 0.3～60 Kc/s 10c/s ステップ 50～600 Kc/s 100c/s ステップ
出 力： +10dbm 以上、-40db迄 5dbステップおよび微調にて連続可変
出力インピーダンス： 0.3～60 Kc/sにて600Ω 50～600 Kc/sにて75Ω
至 率： 30db 以上
電 源： 106P×2内蔵またはA C 100V
寸 法・重 量： 高さ160mm、幅220mm、奥行130mm、3.5kg

KW-327A レベルメーター

周波数範囲： 0.3～650 Kc/s
レベル範囲： +30～-60db 1dbステップ
入力インピーダンス： 600Ω および10KΩ 以上0.3～60 Kc/s 75Ω および1 Kc/s以上50～650 Kc/s
電 源： 106P×2内蔵またはA C 100V
寸 法・重 量： 高さ160mm、幅220mm、奥行130mm、3.1kg

KW-616A 抵抗減衰器

周波数範囲： D C～100 Kc/s
減 衰 量： 0.1dbステップにて91db迄
特性インピーダンス： 600Ω 平衡型
寸 法・重 量： 高さ70mm、幅220mm、奥行130mm、1.3kg

KW-617A 抵抗減衰器

周波数範囲： D C～650 Kc/s
減 衰 量： 0.1dbステップにて91db迄
特性インピーダンス： 75Ω 不平衡型
寸 法・重 量： 高さ70mm、幅220mm、奥行130mm、1.3kg



本社 東京都港区芝三田四国町2番地
電話 東京451局1171(代)・5121(代)・5221(代)



古河電工の 給電用 円形導波管

構造
(1)

	内 経	肉 厚	標準単位長
69 φ	69.0 ± 0.06mm	2 mm	5.0 m
51 φ	51.0 ± 0.05mm	2 mm	5.0 m

わが国最大の導波管メーカー古河電工が多年の経験を生かして高精度の円形導波管を完成致しました。

特 長

- 多帯域共用
- 偏波共用
- 低損失

(2)

両端回転フランジ付



古河電気工業株式会社

本 社 東 京 都 千 代 田 区 丸 の 内 2 の 14

GENERAL

● セミトランジスタ化 400MC極超短波無線電話装置 業界に先駆けて完成！

MODEL CM401



概 要

ゼネラルが我が国で始めて完成したこの無線電話装置は、送受信部、電源部、制御部が同一筐体に収納されており、その上受信部の一部と電源部がトランジスタ化されているために、小型軽量で、消費電力も非常に少なくて済みます

性 能

周 波 数	360 ~ 420 MC 中の一周波数
空 中 線 出 力	5 W
変 調 方 式	リアクタンス管位相変調方式 (IDC 付)
消 費 電 力	受信時 DC12V 2A 送信時 DC12V 6A

ゼネラル

セミトランジスタ化 400MC極超短波無線電話装置

八 欧 電 機 株 式 会 社

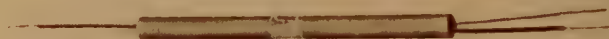
お問い合わせは
神奈川県横浜市末長1116番地
八 欧 電 機 株 式 会 社 通 信 機 部
TEL 溝の口 (048) (代表) 5111・玉川代表 (701) 1171 番

昭和の各種遅延線

カラー受像機用遅延素子

VDLS-0718B

カラーTV受像機の輝度信号遅延用として開発された新製品で、特殊巻線構造（特許申請中）を用いるので従来の同種のものに比較すると、波形歪が大幅に減少しています。



遅延ケーブル

VDL-1416A

TV関係および各種の電子機器における波形遅延に広く用いられており遅延歪がなく、減衰量が小さい上に屈曲による特性変化が僅少なので、広帯域および高忠実度を要求される波形遅延用として好適です。



遅延ピース

VDLP

当社で製造している遅延ケーブルを所要の遅延時間を有する長さに切断し、端子をモールドしたもので、このまま機器にとりつけて使用することができます。



昭和電線電纜株式會社

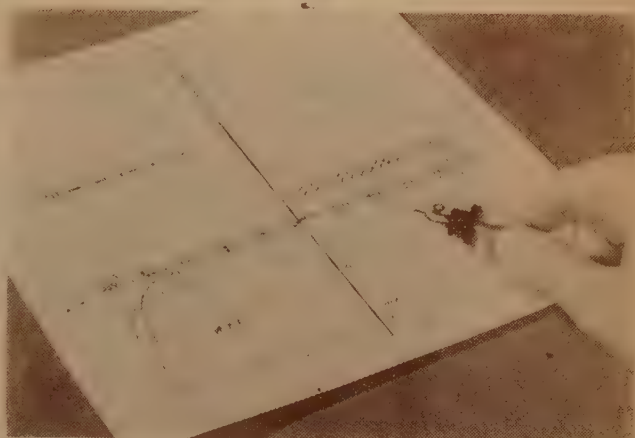
本社並工場 川崎市東渡田3-1-1 電(3)2541(大代)
 相模原工場 相模原市清兵衛新田28 電(7)3151-3
 東京販売店 丸の内(東京海上ビル新館) 電(281)6451(代)
 販売店 大阪・名古屋・福岡・仙台・札幌・広島

— 半導体技術の先端をゆく…… —

新電元の シリコン制御整流素子

SCR

業界のトップを切って開発した当社のSCRは、発表以来各方面の御照会御試用を頂いておりますが、C3Bは愈量産態勢も整いましたので一般市販開始の運びになりました。尚此の外に最大出力200Aその他各種の試作も完成しておりますので、逐次市販開始の準備を進めております。



C3B型定格及び特性表 (暫定)

於抵抗負荷自然空冷

	単 位	C3B02	C3B05	C3B10	C3B15	C3B20	C3B30	C3B40
連続尖頭逆耐電圧 (P.L.V.)	V	25	50	100	150	200	300	400
過渡尖頭逆耐電圧 (<5mS)	V	35	75	150	225	300	400	500
最大逆方向 (於P.L.V.) 100°C漏洩電流	mA	17.5	14	7	4.7	3.5	2.3	1.75
最小正方向阻止電圧V _{BO min}	V	25	50	100	150	200	300	400
最大正方向 (於V _{BO min})漏洩電流	mA	17.5	14	7	6.5	6.0	5.0	4.0
交流最大入力 (正弦波) 電圧	V _{r.m.s}	17.5	35	70	105	140	210	280
最大出力電流	A	10	尖頭ゲート電流 Max			A	2	
直流7Aにおける正方向電圧降下	V	1.5	点弧ゲート電圧			V	0.25～3	
尖頭 1 サイクル過電流	A	140	点弧のゲート電流			mA	標準10～最大50	
尖頭ゲート電力 Max	W	5	熱 抵 抗			°C/W	2	
平均ゲート電力 Max	W	0.5	貯 蔵 温 度			°C	－65～＋125	
尖頭逆方向ゲート電圧 Max	V	5	動 作 温 度			°C	－65～＋100	
尖頭正方向ゲート電圧 Max	V	10						

注 1. P.I.V., V_{BO} とは動作時ジャンクション温度における値を示す。

2. 周囲温度40°C, 150° × 1t銅フィン, 自然空冷単相半波波形の場合の出力電流はC3A型11.5A, C3B型5.8Aとなる。



新 電 元 工 業 株 式 會 社

本 社 東京都千代田区大手町 新大手町ビル 電話 (211) 2571代表
 大阪出張所 大阪市北区角田町 阪急航空ビル 電話 (36) 3294代表
 九州出張所 小倉市京町281 五十鈴ビル 電話 (5) 8431代表

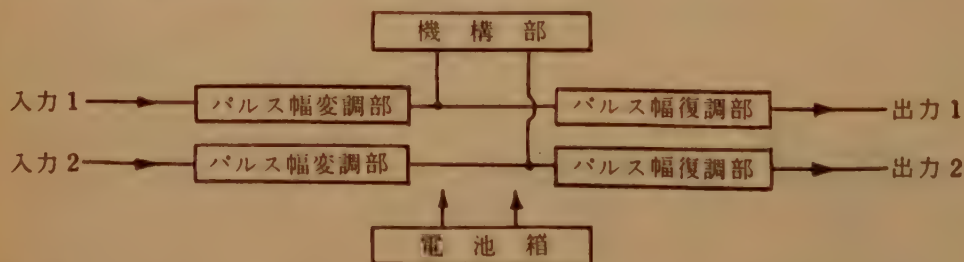
SONY



DATA RECORDER Model PPW-22

(携帯型計測用磁気記録再生機)

この装置は、ゼンマイ駆動による機構部とトランジスタ化されたパルス幅変・復調部を自蔵した小型軽量携帯型の計測用記録再生機です。車上、機上など極めてせまい場所 また電源のない所でのご使用に便利のように設計されています。電源は乾電池箱が別に付属しています。



性能

テープ	6ミリ幅 5号リール	出力	600 Ω 負荷時 $\pm 1V$
テープ速度	19 cm/s		(ピーク値) 不平衡
チャンネル数	2	周波数特性	0 ~ 100 c/s ± 1 dB
変調方式	パルス幅変調方式	歪率	3%以下
復調方式	パルス幅復調方式	S/N比	1チャンネル当り 約40dB
入力力	$\pm 1V$ (ピーク値)	電源	D.C 24V 乾電池 (平角3号)
入力インピーダンス	約5K Ω 不平衡		

ソニー株式会社

東京都品川区北品川 6-351 TEL (442) 5111

SONY

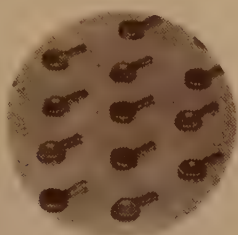
新発売

Backward Diode 2種

- 温度影響の小さい
エサキダイオード
バイアス安定用

Backward Diode

1 T1401 : 1 T1402



Type	最大定格			規格				規格		
	I_B (mA)	$-I_B$ (mA)	P_J (mW)	I_B (mA: $V_B=180$ mV)			$-I_B$ (μ A: $V_B=70$ mV)	R_S (Ω)	C (PF) ($-V_B=250$ mV)	L (μ H)
1 T1401	80	70	40	min	mean	max	max	1.5	150	0.4
1 T1402	80	70	40	9	12	16	100	1.5	150	0.4

Esaki Diode 2品種発売開始


1 T1104 : 1 T1110

Type	最大 定 格			規 格								
	I _B (mA)	-I _B (mA)	P _J (mW)	I _P (mA)			I _P /I _V		R _S (Ω)		C (PF)	- r (Ω)
				min	mean	max	min	mean	mean	max		
1 T 1 1 0 4	50	60	30	5	6	7	4.5	7	0.8	1.5	15	25
1 T 1 1 1 0	40	50	25	1.7	2	2.3	4.5	7	1.5	2.0	12	70
1 T 1 1 0 1	40	50	25	1.95	2	2.05	7	8	1.5	2.0	6	60
1 T 1 1 0 2	40	50	25	1.95	2	2.05	4.5	5.5	1.5	2.0	6	70
1 T 1 1 0 3	40	50	25	1.7	2	2.3	4.5	4.5	1.5	2.0	6	70


ソニー株式会社

東京都品川区北品川6-351 Tel (442) 5111


NEW PRIMARY FREQUENCY & TIME STANDARD SYSTEM OFFERS YOU THE HIGHEST ACCURACY, RELIABILITY & SPECTRAL PURITY


5 parts in 10^{10} /day long term stability...1 part in 10^{10} typical short term stability under laboratory conditions*...10 microsecond system resolution...fail-safe operation despite power interruption...compact design (23" high), transistorized...simple operation... quality, dependability and manufacturing know-how guarantee performance.


*Averaged over 1 second intervals.


This new  Primary Frequency/Time Standard System is sturdy, reliable and precise. Featuring compact design and low power operation, it is specifically designed for shipboard, mobile and field as well as laboratory use. It is suitable for satellite navigation systems, missile and satellite timing-tracking and single sideband communications.

The System includes a Frequency Standard, Frequency Divider and Clock, and a Standby Power Supply, in addition to a comparison device and receiver (not pictured). The System makes HF time comparisons with a WWV receiver and an oscilloscope and VLF comparisons with a VLF receiver and a frequency counter.



 103AR
FREQUENCY STANDARD

 113AR
FREQUENCY DIVIDER
AND CLOCK

 724AR
STANDBY POWER
SUPPLY

HEWLETT-PACKARD COMPANY

Palo Alto, California, U.S.A.

関商事株式会社

東京都千代田区神田本城町1番地
電話 東京 (03) 313-1131 番



EITEL-McCULLOUGH, INC.

アイマック社 4KM50,000LA3 UHF 大電力クライストロン

アイマック 4 KM 50,000 LA3型は、四空洞、電磁集束型のセラミック及び金属製の最新の電力増幅用クライストロンで、400から610メガサイクルまでのUHFテレビのほか、FM送信、TV音声送信及び対流圏散乱通信用として最適の電子管です。

アイマック社独自の開発になるEMA陰極（マトリックス陰極）の使用により、電源部面積が節約でき、設計が著しく簡易です。

電 気 的 特 性

一般定格：

ヒーター：電 圧	7.5 V
電 流	40 A
最大始動電流	80 A
陰 極：EMA（マトリックス）、定電位加熱時間	5 秒
Getter：電 圧	2 V
電 流	36 A
電力利得：（狭 帯 域）	50db
出 力：	10 KW
周 波 数：	400～610Mc

最大定格：

直流ビーム電圧	20 KV
直流ビーム電流	25 A
直流胴部電流（連 続）	100 m A
直流胴部電流（同調のみ）	150 m A
交流Getter電流	50 A
集束電極電圧	500 V
コレクタ消費電力	50 KW

機 械 的 特 性

動作位置……………陰極頭位、垂直位置
無線周波結合：

入力結合端子……………N型同軸接栓
出力結合端子……………3， $\frac{1}{8}$ 吋50 Ω 伝送線
冷却方式……………水冷及び強制空冷

磁気集束用コイル用電源：

前置集束用コイル電圧……………0～50 V
電 流……………0～1.5 A

胴部コイル及びコレクタ・コイル

（直列に）：

電圧……………0～500 V
電流……………0～2.5 A

附属回路用部品 H-143

クライストロン補持棒、電磁集束用コイル、
空洞共振器、第2・第3及び出力空洞用の可変
負荷結合器と、アイマックSK-110空冷式ソ
ケットを含んでいます。

工場渡価格……………2,900ドル

動 作 例（狭帯域、CW増幅器）

4km 50 000 LA3

周 波 数	400 610 Mc
出 力	13.1 12 KW
励振出力	.050 .050 W
電力利得	54 53.8 db
直流ビーム電圧	17 17 KV
直流ビーム電流	1.8 1.8 A
ビーム電力能率	42.8 39.2 %

直流胴部電流	90 80 mA
直流コレクタ電流	1.71 1.72 A
集束電極電圧	— 201 — 211 V
磁気集束用コイル電流（H-143附属回路用部品を使用）：	
前置集束用コイル	1.0 0.97 A
三胴部コイル及びコレクタ・コイル	2.0 2.0 A

工場渡価格……………3,595ドル

アイマック社 日本総代理店

関 商 事 株 式 会 社

東京都千代田区神田東福田町1番地

電 話 東京（866）代表 3 1 3 6

—TR—

新製品

105D

数字表示トランジスタ・カウンタ完成

新コード変換素子の開発により、弊社が始めてカウンタに数字表示管方式を採用してから、「カウンタが見やすく使いやすくなった」との御好評をいただいておりますが、此の程トランジスタ・カウンタに数字表示管を使用することに成功しました。

従来から知られていたトランジスタ・カウンタ-TR-105に比べ、その表示方式がメータ方式から数字表示管を使用しているのみでなく、周波数測定範囲もはるかに高くなり、また時間々隔、周期測定においてもわが国では最高の性能を有するものです。

見やすく、軽量・小型



計数桁数・10進5桁

周波数測定範囲・10CPS～2.5 MC

時間々隔・3 μ S～10⁵ sec

周期・10⁻⁸ sec～10 KC

プリンター接続可能

高性能・多様な機種

タケダ"理研のカウンタ

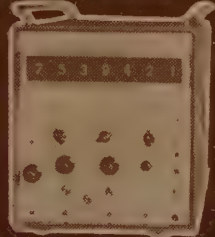
1. **-TR- 111D** 10 cps \sim 220 MCにわたる広範囲の周波数, 0.3 μ S \sim 10⁷Sにわたる時間々隔測定, 0 \sim 10 KCにわたる周期等の高精度測定のできる最高級エレクトロニック・カウンタ
2. **-TR- 110DD** 10 cps \sim 2.5 MCの周波数測定, 0 \sim 10 KCの周期測定, 3 μ S \sim 10⁵Sの時間々隔測定等, 1台で6つの基本的機能をもつユニバーサルカウンターです。
3. **-TR- 109BD** 10 cps \sim 200 KCの周波数測定, 0 \sim 10 KCの周期測定, 30 μ S \sim 10⁴Sの時間々隔測定ができます。
4. **-TR- 108DD** 10 cps \sim 200 KCの周波数測定, 100 μ S \sim 10⁴Sの時間々隔の測定ができる小型高性能のエレクトロニック・カウンタです。



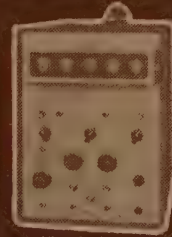
-TR- 278 Digital Printer



-TR- 111D



-TR- 110DD



-TR- 109BD



-TR- 108DD

募
集

エレクトロニクス技術者 パルス機器の設計製作大学理工
機 械 設 計 技 術 者 ディジタル機器の筐体, プリン
ター, 自動制御機器の設計製作
いずれも年齢35才まで, 給3 \sim 5万 詳細は本社総務部へ

タケダ"理研工業株式会社

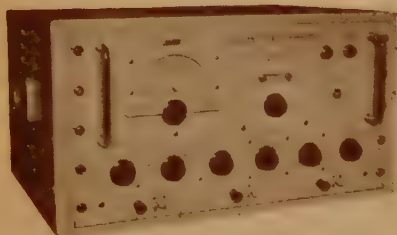
本 社・東京都練馬区旭町285 TEL (933) 4111(代)
大阪営業所・大阪市北区梅ヶ枝町71 TEL (312) 0051 \sim 6
ヤノシゲビル (312) 2695(直)

パルス発生器

High speed

繰返し 5Mc · 1Mc

TYPE SHP-5M



性能

- 繰返し周波数 10%~1 Mc
- パルス巾 0.1 μ s~100 μ s
- 出力極性 正および負
- 出力電圧 20V
- 出力インピーダンス 75 Ω
- 出力波形 立上り時間 20m μ s以下
下り時間 20m μ s以下
サグ・オーバーシュート $\pm 5\%$ 以下
- 同期出力 主出力パルスより 0.1 μ s先行
出力トリガー電圧 正5V $\pm 20\%$
- 最大デューティー 50%

性能

- 繰返し周波数 内部同期 50kc~5 Mc
外部同期 50kc~5 Mc
- パルス巾 0.05 μ s~1 μ s
- 出力極性 正および負
- 出力電圧 正 15V, 負 13V
- 出力調整 75 Ω 抵抗減衰器により:
10dB step 4段
1dB step 10段
- 出力波形 立上り時間 20m μ s以下
下り時間 30m μ s以下
サグ・オーバーシュート $\pm 5\%$ 以下
- 最大デューティー 約30%

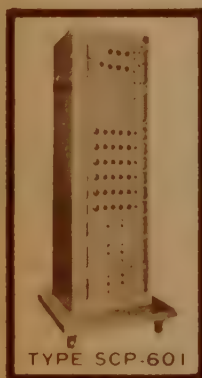
TYPE-SPG-1M



— プログラムパルス発生器 —

型 式	主 要 用 途	パルス巾	立上り時間	下り時間
SCP-201	メモリーコ ア試験用	1~10 μ s (連続可変)	0.1~1 μ s (連続可変)	0.3~1 μ s (連続可変)
		極 巾 最大 1A (連続可変)	繰返し周波数 2kc~20kc (連続可変)	サグ・オーバーシュート $\pm 2\%$ 以下

型 式	主 要 用 途	パルス巾	立上り時間	下り時間
SCP-601	コアマトリ クス試験用	1~10 μ s 2~15 μ s (連続可変)	0.1~1 μ s (連続可変)	0.2~1 μ s (連続可変)
		極 巾 最大 0.6A (連続可変)	繰返し周波数 1kc~20kc (連続可変)	サグ・オーバーシュート $\pm 3\%$ 以下



TYPE SCP-601



TYPE SCP-201

三和電子製作所

SANWA

東京都北多摩郡国分寺町恋ヶ窪1080 電話 国分寺597

TYPE STC-1001

特 長

- 1) 本器はいままでの特ランジスタカーブトレーサーに比べてH定数およびY定数の各項目が簡単な操作によって測定できる。
- 2) コレクター測定回路に過電流リレーが付いているため測定中にトランジスタを破損することがない。
- 3) パラメータとなるステップ電圧が非常に安定しているので、正確な曲線群が測定できる。
- 4) ステップ電圧波形が直視できる。

性 能

△ 測定できる曲線群

PNP-NPNの H_{21} , H_{11} , H_{21} , H_{12} , Y_{21} , Y_{22} (エミッターおよびベース接地可能) その他ダイオード、放電管等の特性も直視できる。

△ コレクター関係

コレクター掃引電圧 0~3V(1A) 0~30V(1A)
0~300V(1A)連続可変

パラメータステップ電圧 .01~1V/step
7点切換

直 列 抵 抗 300Ω~1000KΩ 8点切換

△ ベース関係

ベ ー ス 掃 引 電 圧 0~3V(1A) 連続可変

パラメータステップ電流 1μA~50mA/step
15点切換

直 列 抵 抗 3~1000Ω 6点切換

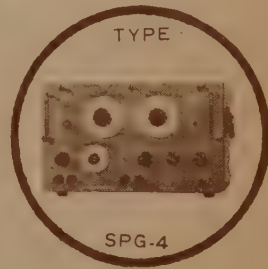
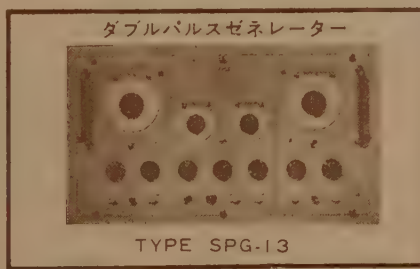
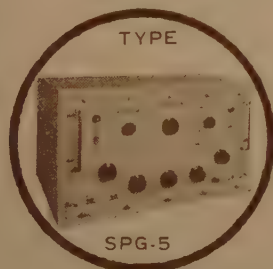
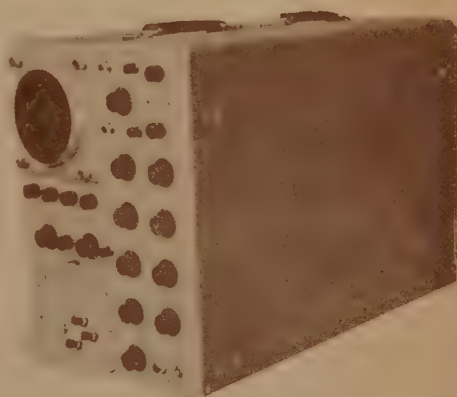
△ 垂直軸、水平軸関係

コレクタ電圧 .01~20V/div

コレクタ電流 .01~200mA/div

ベ ー ス 電 圧 .01~.5V/div

トランジスタ 静特性直視装置



— 電圧パルス発生器 —

	パルス巾	下	り	P. R. R.	出力電圧	運 延	ATTナシ 出力 imp	ATTアリ 出力 imp	ATT
SPG-5	0.07 ~10 μs	0.025 0.025		50 c/s ~5kc/s	50 V	+10~ 100 μs		50Ω	60 dB
SPG-4	0.2 μs ~50 ms	0.05 0.15		10 c/s ~100kc/s	20 V	-5~ 500 μs	+200 +2k		
SPG-13 (ダブル)	0.2 ~200 μs	0.07 0.2		1 c/s ~100kc/s 及ワンショット	1kΩ ±30V 75Ω ±6V	固定 2 μs 間隔 0~100 μs		高 1 k 低 75 Ω	
SPG-3 (ダブル)	0.2 ~20 μs	0.07 0.2		1 c/s ~10kc/s	1kΩ ±30V 75Ω ±6V	固定 5 μs 間隔 0~100 μs		高 1 k 低 75 Ω	
SPG-2	0.2 ~20 μs	0.05 0.15		100 c/s 10kc/s	20 V	-10~ -150 μs		50Ω	60 dB
SPG-1	0.5 ~50 μs	0.05 0.15		50 c/s ~50kc/s	20 V 2 V	-10~ -150 μs	+200 -2k	75Ω	60 dB

SANWA

三和電子製作所

東京都北多摩郡国分寺町恋ヶ窪1080 電話 国分寺 597



SERIES
M 24

20

Digital Voltmeter SPECIFICATIONS

Digits Displayed: 4
 M24 Measures: DC voltage, voltage ratio, and resistance
 V24 Measures: DC voltage and voltage ratio
 R24 Measures: DC voltage ratio
 Ranges: DC voltage: ± 0.0001 to ± 999.99 in ranges of $\pm 9.999/9.999/99.99/999.9$
 DC voltage ratio: Range of M24, V24 ± 9.999 , R24 $\pm 9.999/9.999$
 Resistance: 1 ohm to 1 megohm
 Accuracy: DC voltage: \pm one digit
 DC voltage ratio: \pm one digit
 Resistance: $\pm 0.05\%$ of reading + 1 digit
 Input Impedance: DC voltage: 10 megohms
 DC voltage ratio: 1000 megohms (10 megs for 9.999 range on R24)
 Ratio reference voltage load: 20,000 ohms
 Balancing Time: 330 milliseconds
 Construction: Transistorized, mercury-wetted relays

FOR AC MEASUREMENTS



Model 125E AC/DC Converter

AC Measurements: Use 125C AC/DC Converter for AC measurements from 0.001 to 999.9 volts
 Use 125E AC/DC Converter for automatic AC ranging, 0.001 to 999.9 volts
 Use Model RR-1 for AC ratio measurements from .0001 to .9999

高速…高精度…高信頼性!

ミサイル研究・開発に!

航空機、レーダー等の
電子装置試験用に!

工業プロセス制御に!

電子工業に!

日本総代理店
理経産業株式会社

東京都港区芝田村町 2 の 12
(小里会館 7 階)

電話 (591) 5246 (代表)

product of the pioneer

オシロスコープ・カメラの

決定版!

DU MONT

Type 450 Oscilloscope Camera



- カメラバックはポラロイドバックと通常バックを交換可能で両用出来ます。
- レンズを交換出来映像は4"×5"から35mmサイズ迄記録可能です。
- レンズはすべてシンクロ・シャッターつきで、遠隔操作用のソレノイド・パワーユニットもあります。

SPECIFICATIONS

Optical System: (Wollensack Oscillo-Rapter lenses)		
Object-Image Ratio	Size	Focal Length
1 : 0.9	75mm (3 inches)	f /1.9
1 : 0.5	63mm (2 1/2 inches)	f /1.9
1 : 0.182	32 mm	f /4.0

All lenses are readily interchangeable with bayonet mount feature.

Mounting: Ratchet type, circular mounting clamp for 5" oscilloscopes

Recording Materials: 35mm, standard 120 roll film, 2 1/4"×3 1/4" sheet film, Polroid types 42, 44, 46L or 47 roll films, 4"×5" film pack, film holder and Polaroid film.

Recording: Direct

Viewing: Direct

詳細カタログは下記へ御請求下さい。

日本総代理店

理 經 産 業 株 式 会 社

東京都港区芝田村町2の12 小里会館7階 電話 代表 591 5246

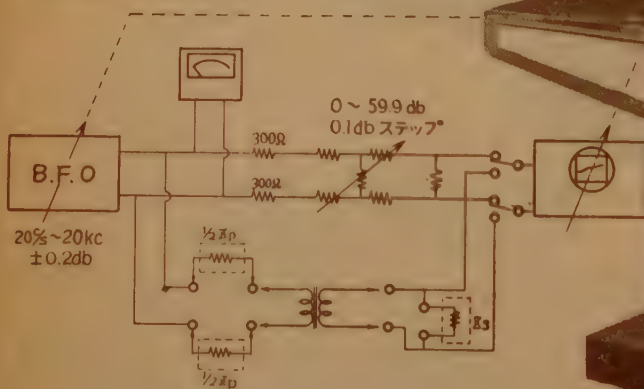
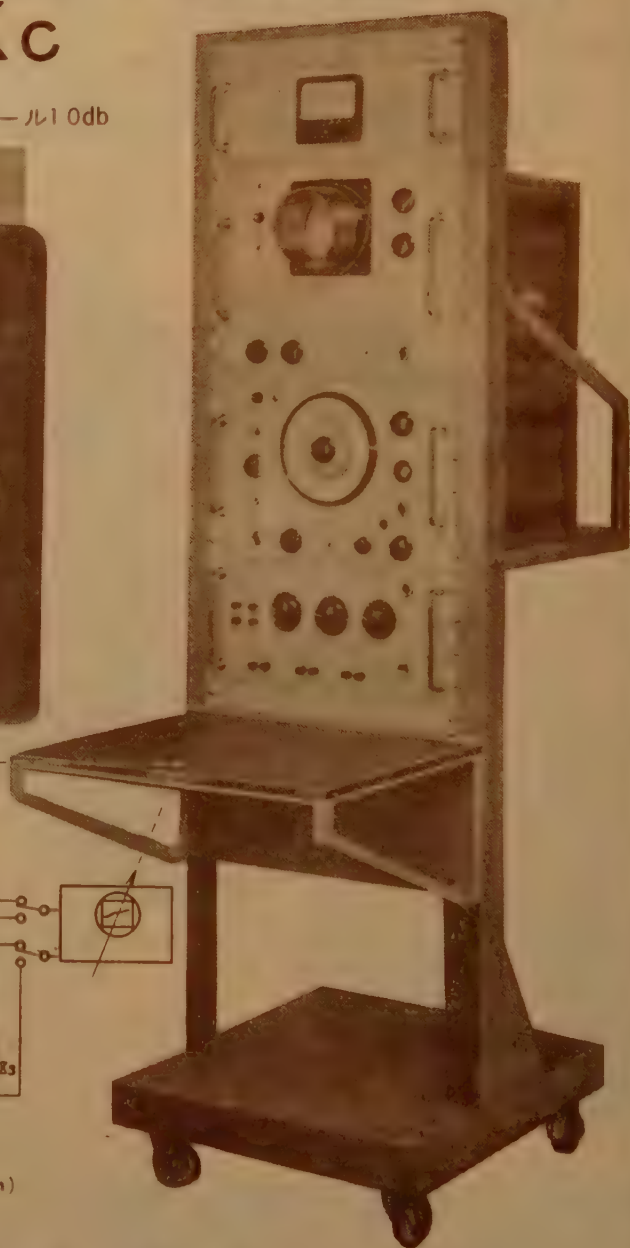
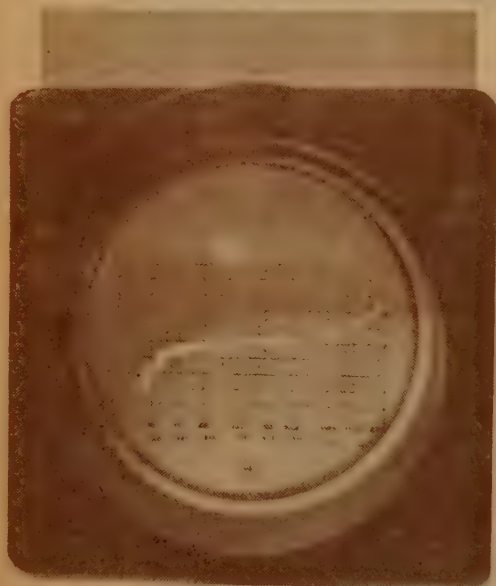
音響・振動・電気の標準測定器

低周波トランス総合特性試験装置 552-T

20^c/_s ~ 20Kc

最少読み取り0.1 db

フルスケール10db



20%~20kc
±0.2db

Y軸 ±5 db

X軸 20%~20kc (3・6・12r.p.m)

トレーサエリア 8cm×12cm



日本測器株式会社

本社 東京都港区芝田村町 2 - 5

TEL (591) 1034・3864

横浜工場 横浜市保土ヶ谷区西久保町 3 3

TEL (43) 0917

S.S. White

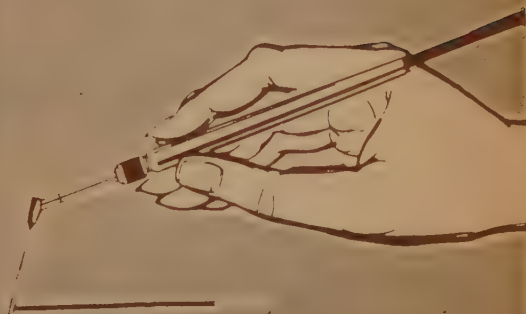
半導体等の精密加工に

INDUSTRIAL AIRBRASIVE UNIT

主 用 途

- ゲルマニウム
- シリコン
- マイカ
- 磁器
- ガラス
- その他硬いもの

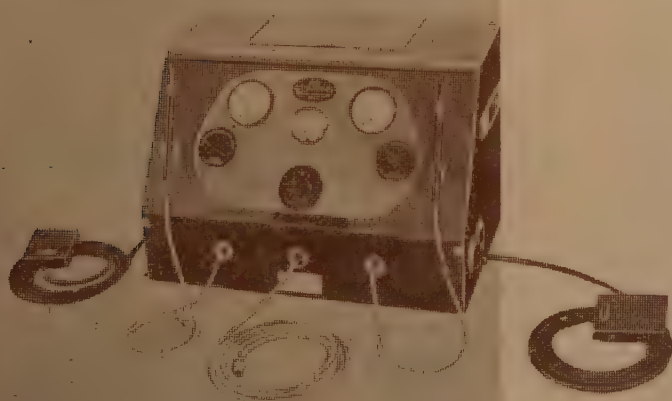
- ▲低 温
- ▲無 衝 撃
- ▲自在に操作



手 動 操 作
(自 動 も 可)

機 能

- 切 断
- 成 型
- 研 磨
- 清 掃
- 鑽 孔
- エッチング
- そ の 他

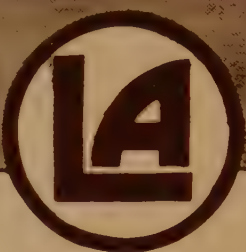


米国エス・エス・ホワイト社
■日本総代理店

伯 東 株 式 会 社

東京都港区芝罘平町1 虎ノ門産業ビル
電 話 (501) 3168, 3169, 5301~9

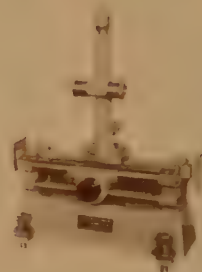
ANDO 測定器



13,000 Mc 帯

立体回路の測定に!!

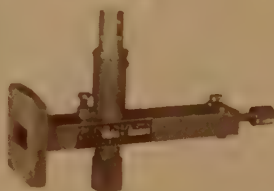
安藤の測定器は、開発されつつある 13,000 Mc 帯のマイクロ波測定にも活躍しております。



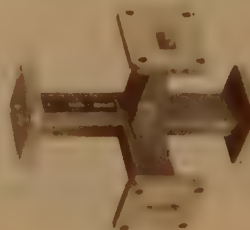
SWR-12 型



VATR-13 型



KDR-13S 型



MTR-13 型

周波数範囲	12,400~15,000 Mc
SWR-13 型定在波測定器	残留定在波比 1.01 以下 最小読取目盛 0.05 mm
VATR-13 型可変抵抗減衰器	最大減衰量 30 dB 挿入損失 0.5 dB 以下 定在波比 1.05 以下
KDR-13 型クリスタル・マウント	定在波比 1.15 以下 型 式 EH 型付
LTR-13 型無反射終端器	定在波比 1.03 以下
DCR-13 型方向性結合器	結合度 20 ± 2 dB 方向性 20 dB
EHR-13 型 EH 整合器	最小読取目盛 0.01 mm 定在波比 1.02~20
MTR-13 型マジックT	E分岐入力定在波比 3 以下 H分岐入力定在波比 1.2 以下

告 告 目 次

2 月 号	抵抗減衰器	5 月 号	パルスコープ・パルス発生器
3 月 号	マイクロ波測定器	6 月 号	振動子インピーダンス直視装置
4 月 号	半導体測定器	7 月 号	発振器

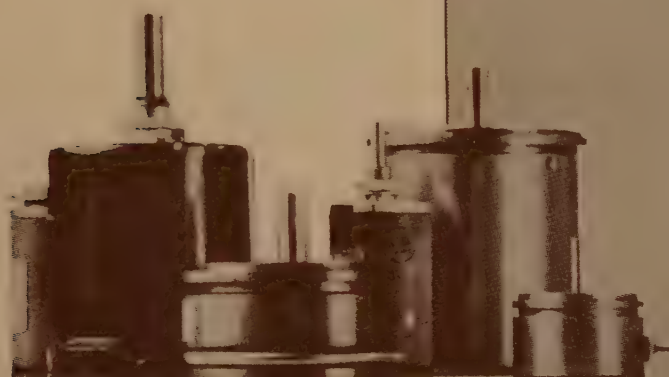
安藤電気株式会社

東京都大田区仲蒲田 3 - 4

Tel (731) 1 1 6 1 (代)

Beckman / Helipot

精密 ポテンシオメーター



Single Turn

650~	100,000Ω	1.2W
5~	30,000Ω	2W
55~	115,000Ω	4W
85~	146,000Ω	5W
		etc.

Multi Turn

3-turn	5~	130,000Ω	3W
10- "	350~	650,000Ω	5W
15- "	40~	1.0MΩ	10W
25- "	60~	1.5MΩ	15W
40- "	100~	2.5MΩ	20W

ベックマン / ヘリポット社日本総代理店

伯東株式会社

東京都港区芝平町1 虎ノ門産業ビル
電話 (501) 3168, 3169, 5301~9

世界のトップレベルを行く

全Tr化

高安定直流電源装置

本邦で完成!



最大200V 30KWまで

定格出力の0~100% 連続可変

出力電流安定度 $5 \times 10^{-6}/H$

リップル 1×10^{-6} 以下

装置の標準定格

入力交流電圧 200 V

入力交流電圧変動許容範囲 $\pm 15\%$

入力周波数 50または60%

最大出力直流電圧 200 V

出力電流可変範囲 0 から 100%迄連続可変

出力電流変動率 出力電流10%から100%迄の範囲で
 5×10^{-6} /時間以下

出力電流リップル含有率 10^{-6}

スリープ巾 100, 10, 1, 0.1%切替

スリープ時間 15分

I Double yoke type—NMR用・ESR用および Broad line type NMRとESR共用

- a) 本体 磁極直径 300, 210, 150, 100mm 各種
磁極間隙 70~20 mm ポールピース又はスパーサー交換。
磁場強度 gap 60 mm で 5500~20000 Gauss 各種。
磁場均一度 最高 10^{-8} まで

b) 付属機構 Yoke 直立型, 45°傾斜型, 可動傾斜型(0~90°)回転台・200°

II Bitter type—Hall 係数または ESR 用

移動台車

磁極直径 60, 80, 100, 120 mmφ 各種

磁極間隙 0~60 mm 可変

磁場強度 磁極間隙 40 mm で 30,000 Gauss まで

III Weiß type—教育用簡易マグネット

IV Helmholtz type—Plasma—サイクロトロン共鳴など

V パルス磁場として50,000 Gauss以上発生させる空芯マグネット
およびバルサーもあります。

電 磁 石



御引合は第二事業部営業課へ

東京電気精機株式会社



本社・第二事業部 東京都千代田区神田仲町2の11 電話 (251) 9186代表 (291) 2096
研究所・アポンドビル 東京都千代田区神田旗籠町2の21 電話 (251) 4414
工場 文京・立川・蒲田



MODEL 906 II

DIGITAL MAGNETIC TAPE HANDLER M 906 II

TAPE SPEED: MAX. 150 ips, min. 1.0 ips
 START TIME: 3ms以下, STOP TIME: 1.5 ms以下
 TAPE SPEED TOLERANCE: $\pm 3\%$
 TANSION ARMとVACUUM TYPE併用

DIGITAL MAGNETIC TAPE TESTER M 3320

Drop outの検出, TAPE上のdefect channelを自動的に
 indicator lampで指示する

POTTER INSTRUMENT CO., INC.



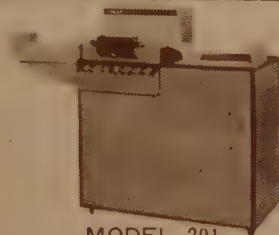
SERIES 4000

MAGNETIC DISC FILE MEMORY SERIES 4000

CAPACITY: 30,000,000 bits/disc
 max 72,000,000 bit
 DISCS: Diamater: 39 inches, speed: 900~1200 r.p.m
 Data tracks: 768/disc face
 Data track density: 64/1 inch

POSITIONING TIME: 100 ms full stroke

BRYANT COMPUTER PRODUCTS.



MODEL 201

HIGH SPEED DIGITAL PLOTTER MODEL 201

RESOLUTION: 1. 40 Points/inch
 2. Points Space 0.025 inches
 SPEED: 8 points/sec
 NO.OF SYMBOLS: Period, Square, Triangle, Inverted Triangle
 PLOT SIZE: Up to 10 inches on 11 inches paper
 TALLY REGISTER CORP



MODEL V 12-AD

VOLTAGE DIGITIZERS MODEL V 12-AD

DECIMAL: 3 Digits
 INPUTS: Full Scall, ± 0.1 ma 1, 10, 100V
 SPEED: Convrsion Time: max, 480
 μ sec. Max, External Trigger
 Rate 2,000/sec

A DAGE INC



• SPEED READER 2000

SPEED READER 2000 (Using Photo Diodes)

READING RATE: 400 to 3000 cards/min
 Timing and Reading by PHOTO DIODES
 HOPPER CAPACITY: 4000 Cards
 DRAWER CAPACITY: 4000 Cards
 POWER: 110 V, 60 cps

UPTIME CORPORATION



MODEL GP-2

SUPER-SPEED TAPE PERFORATOR

SPEED: Max 300 char/sec
 CODE: 5. 6. 7. 8 hole Tape
 TAPE SERVO PANEL: 1000 Feet Tape Capacity
 OPERATING THERMAL RISE: 40°F at 240 codes/sec

SOROBAN. INC

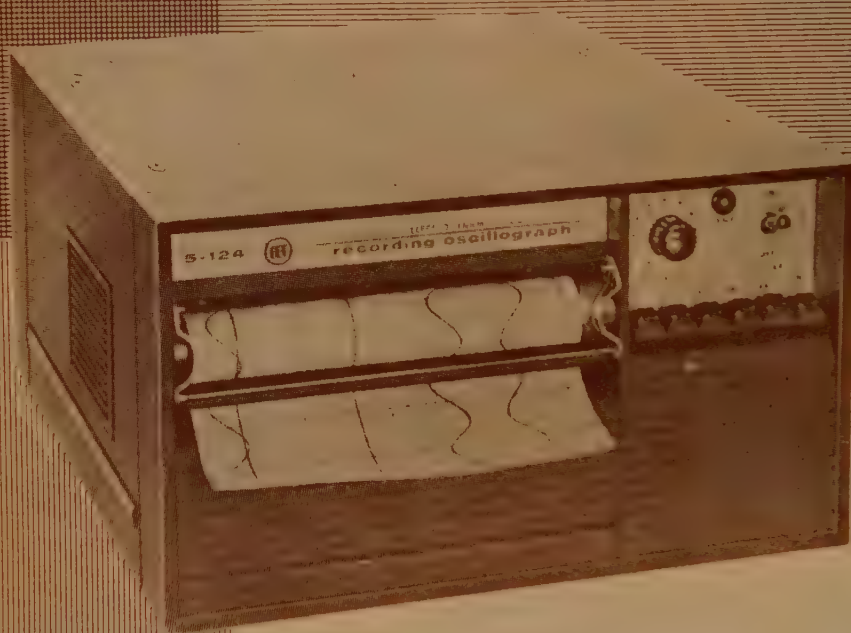
日本総代理店 兼松株式会社東京支社電子部

東京都千代田区丸の内1の6(東京海上ビル新館) TEL (281) 6811 (大代表)

CONSOLIDATED

TYPE 5-124 RECORDING OSCILLOGRAPH

(CEC 社 5-124 形 記録オシログラフ)



5-124 形は簡潔、軽量、そしてポータブルであり、すべてのコントロールは前面パネルで操作出来る。

押ボタン伝達機構
セシコール構造の採用
前面操作、ラック取付可能
データーフラッシュ方式採用
による完全記録
チャンネル数 18
記録速度 1/4~64 インチ/秒

カタログ贈呈

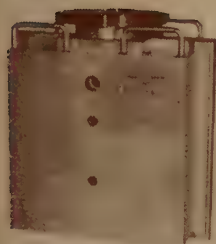
Consolidated Electrodynamics Corp.,

日本総代理店

コロンビヤ貿易株式会社

本社 東京都港区芝田村町1丁目川手ビル TEL (591) 7206~9・7200
大阪出張所 大阪市北区宗是町44番地 TEL (44) 3067~8

NEC 超高真空 イオンポンプ



125 LITERS/SECOND
LD-563 Pump and Magnet



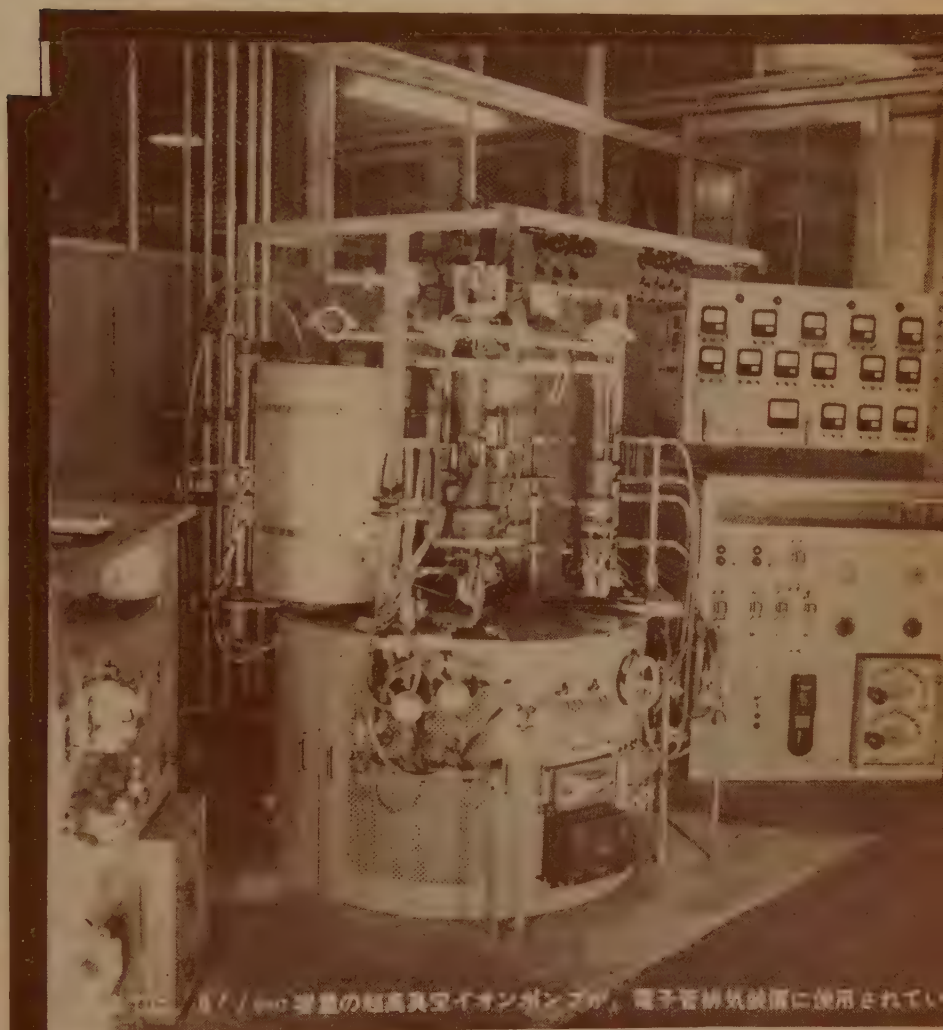
40 LITERS/SECOND
V-11404 Pump and Magnet



8. LITERS/SECOND
V-11402 A Pump
V-11403 Magnet



1 LITER/SECOND
V-11411 Pump
V-11412 Magnet



- ☆到達真空度 10^{-10} mmHg以上
- ☆動作真空度筋围 2×10^{-2} mmHg $\sim 10^{-10}$ mmHg以上。
- ☆500°C の高温運動作させ得る。
- ☆設置に際し、取付位置、取付方向、振動、加速度等による制限がない。
- ☆長寿命である。

排気速度	1 l / sec	8 l / sec	40 l / sec	125 l / sec
	400 l / sec	1000 l / sec	3000 l / sec	



NEC イオンポンプ 全国一手販売特約店

丸文株式会社

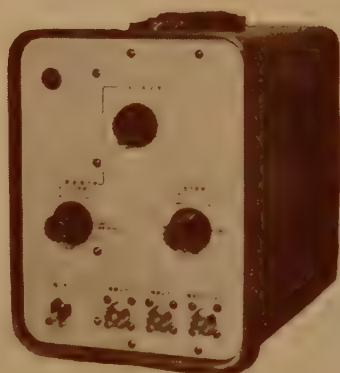
製造元

日本電気株式会社

東京都港区芝三田四国町二番地

本店 東京都中央区日本橋大伝馬町2の1 電話(661)2286(代)
支店 大阪市西区靱下町1の38 電話(44)5478
神戸市生田区河岸通2の26 電話(3)4266
令沢市下松原町6 電話(3)4195

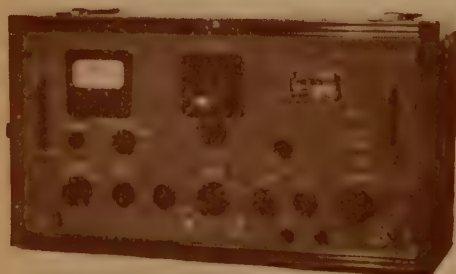
Square wave generator



TG-670B

小型軽量

発振周波数 60%, 1 Kc, 15 Kc, 250 Kc
出力 1.5V(p-p) 75 Ω 負荷
立ち上り 0.02 μ s
波形ひずみ 1%以下
重量 6 kg



TG-200D

万能型

発振周波数 1%~1 Mc 連続可変
出力 3 V (p-p) 75 Ω 負荷
立ち上り 0.02 μ s
波形ひずみ 1%以下



TG-200C

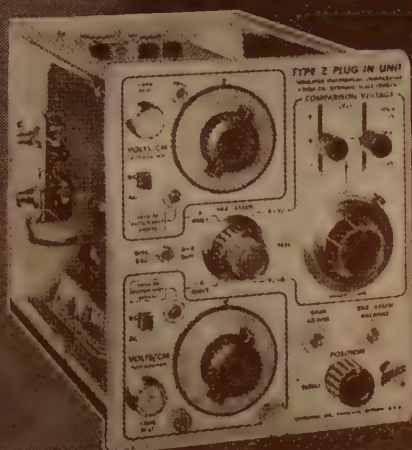
スポット周波数

発振周波数 60%, 1 Kc, 15 Kc, 100 Kc
250 Kc, 1 Mc 6 段
出力 3 V (p-p) 75 Ω 負荷
立ち上り 0.02 μ s
波形ひずみ 1%以下



日本通信機株式会社

川崎市田尻町90 電話 (2) 3658 (3) 3049 6428-6430



FOR DETAILED WAVEFORM ANALYSIS

TEKTRONIX
TYPE Z PLUG-IN UNIT

New differential plug-in preamplifier rejects up to 100 v of an input signal . . . accepts 100-v waveforms for oscilloscope display at 50-mv/cm sensitivity . . . provides an equivalent vertical scale length of ± 2000 centimeters.

You can now display small segments of large waveforms at maximum oscilloscope sensitivity, with vertical expansion equivalent to as much as 500 times. You can select magnified "window" displays of all portions of a waveform, and make amplitude measurements with a degree of accuracy that closely approaches the possibilities of digital techniques. The flexibility and simplicity of the analog (oscilloscope) presentation is retained for accurate analyses of complex waveforms.

WAVEFORM DETAILS OF A 100-V STAIRCASE

Vertical Expansion 500 Times
Horizontal Expansion 500 Times



Vertical	Horizontal
50 mv/cm	10 μ sec/cm
$V_C = +92.5$	



Vertical	Horizontal
25 v/cm	5 ms/cm
$V_C = 0$	



Vertical	Horizontal
50 mv/cm	10 μ sec/cm
$V_C = -5.5$	



The new Type Z Plug-In Unit is a triple-purpose device, acting also as a conventional preamplifier and a differential-input preamplifier. It plugs directly into all Tektronix Type 530, 540, and 550 Series Oscilloscopes and fits into the Type 81 Plug-In Adapter for use with the Tektronix Type 580 Series Oscilloscopes.

Type Z Plug-In Unit f.o.b. factory **\$525**

For a demonstration of the dynamic range, waveform resolution, and amplitude accuracy of the Type Z Unit in your own application, please call your Tektronix Field Engineer.

GENERAL RADIO COMPANY
TEKTRONIX, INC.

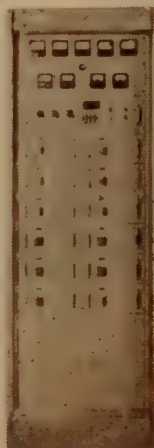
日本総代理店

緑屋電気株式会社

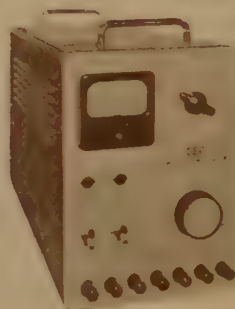
東京都中央区京橋二丁目三番地 (守随ビル)
電話 (561) 9256 (代) 5848 輸入課直通

C&C 直流安定化電源装置

505A形 出力を完全に短落しても **121形**
(全トランジスタ式、安心です。(特許出願中) (全トランジスタ式))



505C形
(電子管式)



本器は出力電圧0~40V(連続可変)で6A(最大)の電流が供給できる直流安定化電源であります。

本器は出力電圧100~500V(連続可変)で300mA(最大)の電流が供給できる高電圧直流安定化電源であります。

出力電圧 0~40V 連続可変
出力電流 6A
出力電圧安定度 $\pm 0.5\%$ 以内
リップル含有量 2mV 以下
内部抵抗 0.01 Ω 以下
入力電源 AC100V 50~60%
単相
消費電力 最大300VA

本装置は多種類の安定化直流電源を電子計算機用または自動制御プラント用に適するよう総括し、それらの各回路の保護ならびに警報回路を有し、またリレー等による制御運転回路を有する総合電源装置であります。
(仕様により各種を製作しております。)

入力電源 定格(I) AC200V 3相 50/60%
定格(II) AC100V、単相 電圧変動 $\pm 5\%$ 以内

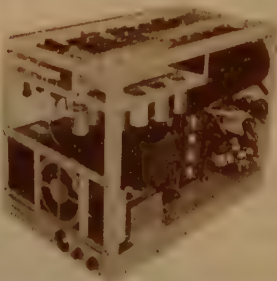
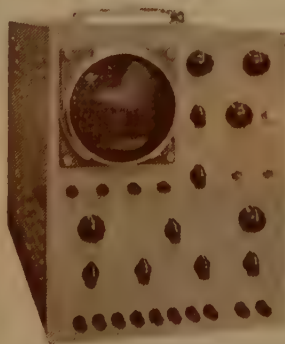
1. 安定化直流高圧
出力 100~500V 0~300mA
安定度 $\pm 0.05\%$ 以内
リップル 1mV 以下
2. 線系用直流出力
出力 5.7~6.9VDC 0~1A
安定度 $\pm 0.5\%$ 以内
リップル 10mV 以下
3. 線系用交流出力(2系統)
出力電圧 6.3V AC (unreg.)
出力電流 3A

B-H Curve Tracer

強磁性体(特にトロイダルコア)の品質管理および研究用としての決定版!

124形

本器は後段加速形5インチブラウン管を有するシンクロスコープ系統と2個の直流増巾器を有する検出系統を結合することにより、試料4個を接続し任意の2個を同時に比較および定量測定することができるようになっておりますので、従来この種測定装置では非常に困難であった比較および定量測定をパネル面のツマミで簡単に行なうことができます。



測定項目 1. B=B(t) 磁束密度波計
2. H=H(t) 磁界波形
3. B=B(H) B-Hカーブ
4. $B = \frac{1}{l} \int H dl$ (t) 巻線出力
測定周波数 50, 60, 350, 420, 1,000, 1,200%
感度 B軸 10mV/cm~10V/cm
H軸 100mV/cm~10V/cm
位相差 1%~100kc $\pm 5^\circ$
使用CRT 5ABP1
入力電源 90~110V、50~60%

呈力カタログ

中央電子株式会社

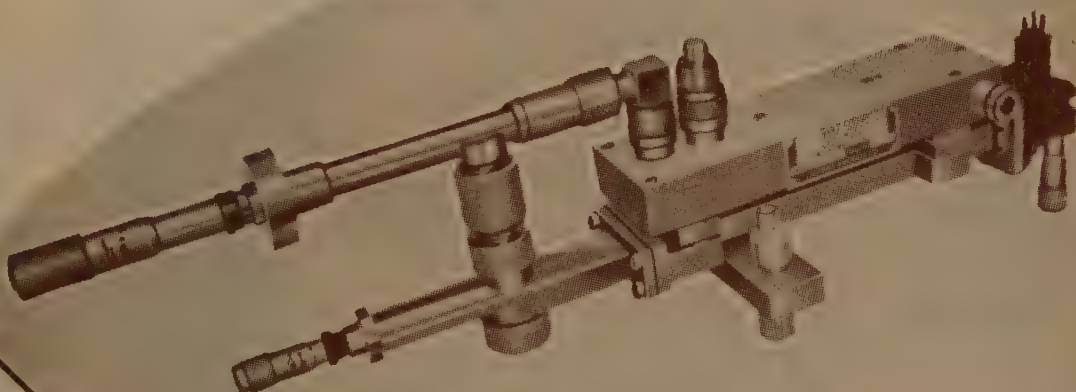
東京都八王子市元本郷町2-155

TEL 八王子(026)2局2380・6748~9

日本総代理店
Hughes Aircraft Co.



Memoscope oscilloscope 105
Freq. Bandpass 10MC. Bandpass
Writing Speed 1,000,000 inches/sec



Parametric Amplifier
For L. S. X-Band

取扱品目

- Microwave Tube
- Storage Tube
- その他各種電子機器部品

伊藤忠商事株式会社

東京支社機械第三部

東京都中央区日本橋本町2の4
電話 (661) 代表 1211・1231・2171・2181

TV用 2信号 信号発生器

MSG-261 標準TV信号発生器

本器はTV受像機試験法の規格に準じて製作された信号発生器で、TV生産工場において受像機の総合試験および研究・調整に適し、映像および音声搬送波の周波数精度は各0.002%以内で、映像搬送波はビデオ周波数帯にて85%の変調が可能である。



性能

(1)映像搬送波信号発生部

搬送波周波数	第1～第12チャンネル中の連続3チャンネル
チャンネル1 91.25Mc	チャンネル4 171.25Mc
2 97.25Mc	5 177.25Mc
3 103.25Mc	6 183.25Mc
チャンネル7 189.25Mc	チャンネル10 205.25Mc
8 193.25Mc	11 211.25Mc
9 199.25Mc	12 217.25Mc

周波数精度 $\pm 0.002\%$ 以内
出力電圧範囲 開放端にて $114\text{dB} \sim 0\text{dB}$
出力電圧精度 $\pm 1\text{dB}$ 以内
出力インピーダンス 75Ω VSWR 1.2以下
変調方式 振巾負変調 内部、外部
0～85%

内部変調周波数 400%, $\pm 5\%$ 以内
外部変調周波数特性 基準変調特性に対し
0.1Mc $\pm 1\text{dB}$,
1Mc $+1\text{dB}$, -1.5dB
4Mc $+1\text{dB}$, -3dB

波形歪 60% 矩形波に対しサグ
5%以下

非直線歪 85%変調にて
5%以下

外部変調入力レベル 75Ω 1.4V_{p-p} 以下で
85%変調可能

S/N比 50%変調にて
50dB以上

(3)電源入力 100V 50/60% 3A

(2)音声搬送波信号発生部

搬送波周波数	第1～第12チャンネル中の連続3チャンネル
チャンネル1 95.75Mc	チャンネル4 175.75Mc
2 101.75Mc	5 181.75Mc
3 107.75Mc	6 187.75Mc
チャンネル7 193.75Mc	チャンネル10 209.75Mc
8 197.75Mc	11 215.75Mc
9 203.75Mc	12 221.75Mc

周波数精度 $\pm 0.002\%$
出力電圧範囲 開放端にて $114\text{dB} \sim 0\text{dB}$
出力電圧精度 $\pm 1\text{dB}$ 以内
出力インピーダンス 75Ω VSWR 1.2以下
変調方式 FM (内外), AM (内)
単独および同時変調,
75μs プリエンファシス

内部変調周波数 FM 400% $\pm 5\%$ 以内
変調度 AM 100% $\pm 5\%$ 以内
FM 25kc (100%)
AM 30%

外部変調特性 FM 30%～15kc, $\pm 1\text{dB}$
以内

外部変調入力レベル 600Ω 5V以下にて,
FM 100%変調可能

変調歪 FM 100%変調にて
2%以下

AM 30%変調にて
5%以下

S/N比 FM 100%変調にて
50dB以上
AM 30%変調にて
50dB以上



目黒電波測器株式会社

東京都目黒区上目黒五丁目二六五八番地 電話 (712) 1166 (代) ~9・1160

関西地区代理店 塩見電気株式会社 大阪市北区富田町34 電話 (34) 7551~6

国電エビス駅
より東急バス
五本木下車

超高感度ブラウン管

無歪、高解像力、小消費電力、安価の為

超高帯域、超高速、トランジスタ化等の

オシロスコープに最適、既に国内各メーカー
研究所に多数採用されております。

ETEL

CATHODE RAY TUBES

※ 静電集束、静電偏向観測用 ※
ブラウン管 使用例



Type		5 C L P 3 1		3 B L P 3 1	
Heater	V	6.3		6.3	
Heater	A	0.55		0.15	
Diameter	in	5		3	
Length	cm	508		296	
Va 5	kV	10	15		
Va 4	kV	10	15	1.5	4.0
Va 3	kV	1	1.5	0.3	0.8
Va 2 (focus)	V	250	375	60	140
Va 1	kV	1	1.5	0.3	0.5
Vg (cut-off)	V	-28 ~ -60	-42 ~ -90	-30	-50
Deflection (V/cm)	Y	1.85	2.7	3.0	8.0
	X	7.5	11.2	5.0	13.0
Useful area (cm)	Y	6	6	5	5
	X	10	10	7.6	7.6

ETEL社は他に10数種類のブラウン管
を製造しております。

* 詳細カタログ進呈 *

ELECTRONIC TUBES LTD.

HIGH WYCOMBE BUCKS, ENGLND

日本総代理店

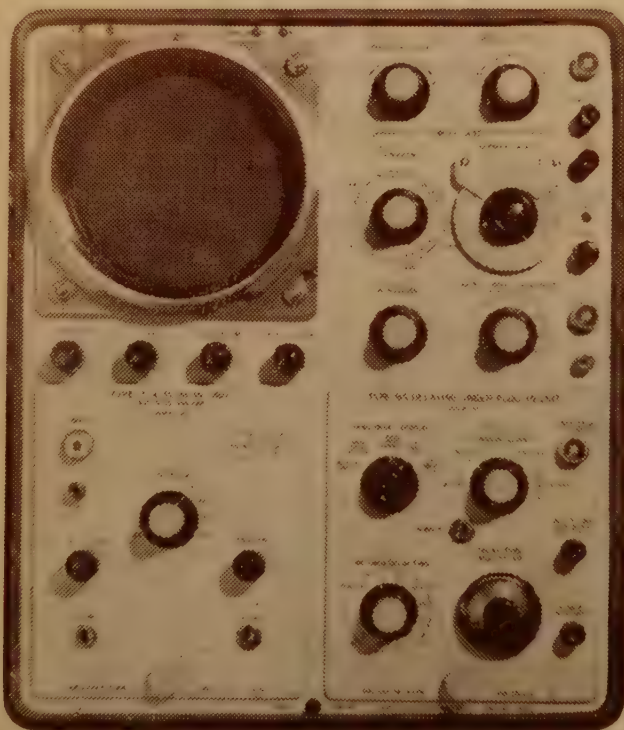
太陽商事株式会社

東京都港区芝新橋5の16 電話 (431) 5634

日本ではじめての

dc \leftrightarrow 50MC

V・Hシンクロスコープ



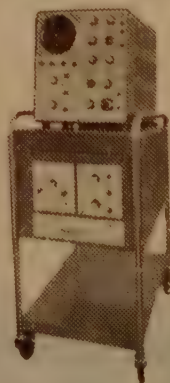
垂直軸 (VERTICAL) と水平軸 (HORIZONTAL) とをプラグイン式にした、日本ではじめての広帯域シンクロスコープです。

主な特長

- V (垂直軸)、H (水平軸) とともにプラグイン式ですから、1台であらゆる用途に利用できます。
- 垂直軸増幅部の帯域が dc~50MC と広帯域です。
- 2現象切換時の過度歪み消去回路を備えています。
- 掃引速度の微調整ができるので、任意の掃引速度が正確に校正されて読みとることができます。
- 最大掃引速度は、いままでの約2倍の 10m/sec/cm です。

詳細は………

お近くの計測器販売代行店、または営業所にお問い合わせ下さい。



＜新発売＞ 501A型

ELECTRONICS

デジタル

松下通信工業

計測器

カタログ送呈
横浜市港北区綱島町

日・米・英・独・スイス特許
HIGH
PRECISION
PATENTED

世界最高水準品 !! J. MICRO MOTOR

科学技術庁長官賞受賞
特許庁長官賞受賞
大河内記念賞受賞
朝日新聞発明賞受賞
科学技術庁注目発明選定

高信頼度 高追従性 安定性能

D. C. SERVO MOTOR, SERVO MOTOR GENERATOR

マイクロモーターは独特の構造をもつ極めて精巧な微小形低損失直流電動機で、短起動時定数、高信頼度を有し、自重 100 g のモーターの能率 73% という 1/2 HP の直流電動機の能率に匹敵する高性能モーターである。

特に使用経過による作動電流の漸増傾向は全くなく性能は均一かつ安定である。

当社で定めた規格テーブルの数値と製品性能との差異はなく、詳細な仕様規格によって納入します。

特

- (1) 各個特性の偏差が極めて少い
- (2) 直径 18 mm 重量 43 g
- (3) 高能率 0.5 W型 52% 2 W型 73%
(連続定格出力時)
- (4) 定格負荷連続作動 2,000 時間以上
- (5) 右転、左転特性一致

徴

- (6) -50°C~100°C で作動
- (7) 定格出力時定格回転数 3,000,
5,000 r.p.m.
- (8) 180 g の加速度に耐える
- (9) Hg 10⁻³mm において作動
- (10) 短起動時定数 0.02 秒以下

製 造 品 目

微小形低損失直流電動機

微小形低損失直流発電機

微小形速度計発電機付直流電動機

信号用直流電動機



前列左より

タコジェネレーター内蔵サーボ用マイクロモーター、同軸切換装置内蔵マイクロモーター及び CL-3 R, CL-3 R, CL-2 A, CL-2 A, マイクロモーター

後列左より

CL-2 A ギヤドマイクロモーター、CL-4 B マイクロモーター、CLS-3 R, CLS-3 R, CLS-2 A, CLS-2 A (ガバナー付) マイクロモーター

トランジスタテープレコーダー用普及品もございます

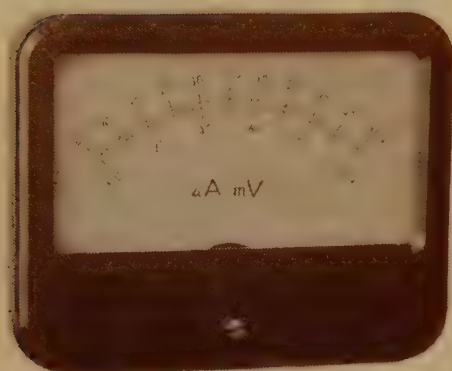
日本マイクロモーター株式会社

東京都目黒区下目黒 4-851 番地 電話 (713) 代表 2137~9

SANWA

1つのムーブメントで2つの回路測定

複動メーター



MODEL MD-85

このメーターはムービングコイルを2回路以上有しておりますので同時に二つ以上の電流、電圧を重畳又は相殺して指示することができます。

真空管・トランジスタの差動には、出力電流が100%指示できるので高能率を発揮します。

真空管電圧計回路の場合1個の真空管と疑似回路のみで回路が成立しブリッジ回路の不用な場合があります。

2つのコイルは同等かある比をとったAmp/Tの異なるものも製作しております。

85型 2回路 4端子

85型 3回路 〃

65型 2回路 3端子

株式会社

三和電気計器製作所

東京都北多摩郡国分寺町恋ヶ窪1069

TEL: (国分寺) 219,494,608

WIDEBAND DC AMPLIFIER

MODEL 112A

- ± 2 μ v Stability for over 400 Hours
- < 5 μ v Noise
- 100 K Ω Input, < 1 Ω Output Impedance
- ± 45V, ± 40 mA Output
- 40 kc Bandwidth
- 20 to 2000 Gain with Standard plug-in
- Integral Power Supply

Equivalent Input Drift (After Warmup).....Less than 2 μ v for 400 hours

Equivalent Input Noise.....Less than 5 μ v peak to peak from 0 to 3 cps
Less than 5 μ v RMS from 0 to 750 cps
Less than 12 μ v RMS 0 to 50 kc

Input Impedance.....100,000 ohms, Output impedance less than 1 ohms

Gain.....Ten steps from 20 to 1000 with continuous 1 to 2 times vernier adjustment of each setting.

Gain accuracy.....0.5% DC to 2 kc

Micro-Gain.....Control permits adjusting individual gain setting to 0.01 % gain accuracy.

Gain stability and linearity.....0.1 %

Frequency response.....± 0.1 db to 2 kc, ± 0.3 db to 10kc, less than 3 db down at 40 kc.

Output capability.....40 mA into 10 to 400 ohms, ± 35volts into 1000 ohms, ± 45 volts into 10,000 ohms.

KINTEL
A DIVISION OF
COHU
ELECTRONICS INC.



AC 0.8454
VOLTMETER

- ACCURACY
AC V: 0.1% ± 3 DIGITS
DC V: 0.01% ± 1 DIGITS
- RANGE AC
0.001 - 999.9V RMS
30 - 10,000 cps
- RANGE DC
± 0.0001 - ± 1.000V

MODEL 502B

日本総代理店
兼松株式会社
東京支社電子部

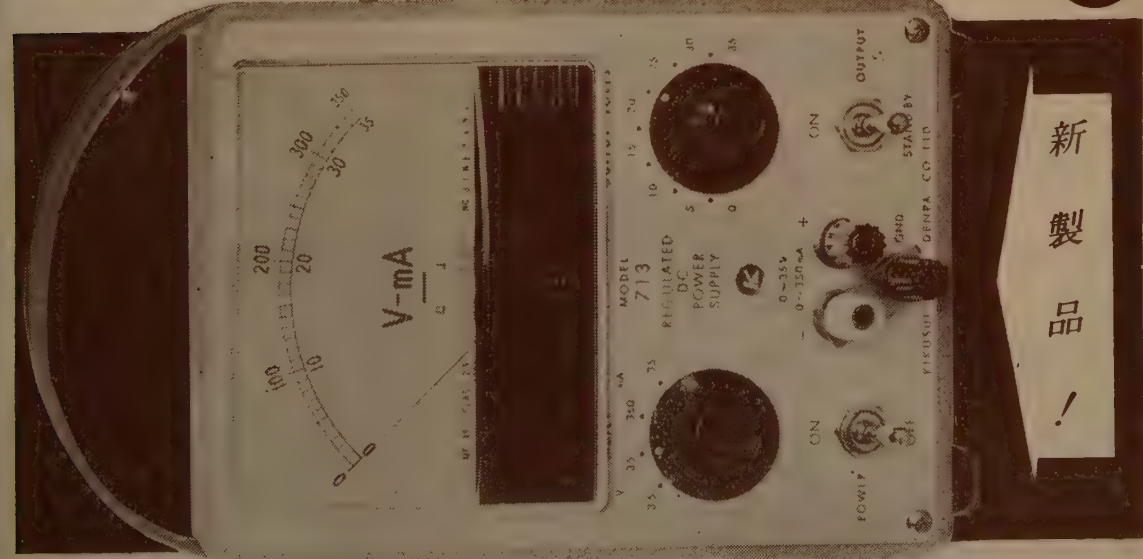
東京都千代田区丸の内1(東京海上ビル新館) 電話(281)6811 大代表

お問合せは... 総発売元
株式会社 菊水電波

東京都大田区馬込町西4-67 電話(771)9191 (代表)

トランジスタ式 直流低電圧安定化電源 713形

出力電圧 0~35V, 出力電流 0~350mA



新製品!

安定度 電源電圧の±10%変動に対し.....±50mV
 出力電流の0~100%変化に対し..(0.5%±50mV)

リップル.....最大 5mV p-p

主要営業品目
真空管電圧計・低周波発振器・定電圧直流電源
オシロスコープ・矩形波発生器・プリント配線基板

株式会社 菊水電波

本社 東京都大田区馬込町西4-67 電話(771)9191 (代表) 五川工場 川崎市新丸子東3-1175 電話(047)8171 (代表)

トランジスタ式イメージオルシコンカメラ

- ◆全トランジスタ化されている為小型・軽量で消費電力が僅少(約200W)です。
 - ◆4本レンズターレット方式、ズームレンズも使用可能です。
 - ◆真空管式カメラ以上の安定性と機動性を有しています
 - ◆電気部品は夫々のプリント基板に取付けられ全部展開出来る構造になっていますので保守・点検が容易です。
- (現在CBC、信越放送・北陸放送等の民放各局で御使用中であります)



トランジスタ式超小型テレビ中継車

- ◆我が国最初の全トランジスタ式テレビ中継車で、上掲のイメージオルシコンカメラをはじめ、構成機器はすべてトランジスタ化されておりますので消費電力極めて少く且つ電源を自蔵しておりますので中継放送に優れた機動力を発揮致します。

(北陸放送で活躍中のTV式中継車)

(本機は日本電子機器製作所との共同製作です)



池上通信機株式会社

東京都港区芝西久保巴町49番地(三角ビル) 電話(431) 5536・5686・5750
工場 東京・川崎・藤沢・水戸 営業所 東京・大阪・水戸

ダイナ・エムパイア ニュース

驚異的高感度

0.3ガウスフルスケール

遂に達成!

D-888 ガウスメーター

(No. 12のD-900はD-888の誤り)

◎ お問い合わせは下記へ



DYNA-EMPIRE INC.

日本総代理店

朝日通商株式会社 営業第二部 機械課

東京都千代田区平河町2-2

電話東京(301) 43 21 (代)

㊤ モリオーム

精密巻線抵抗器

ステアタイトボビン分割無誘導巻

M55

寸法 $7\frac{m}{m} \times 12\frac{m}{m}$

低抵抗値 $0.1\Omega \sim 225k\Omega$

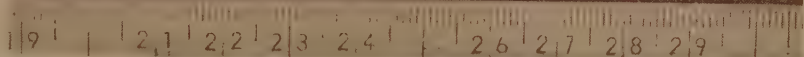
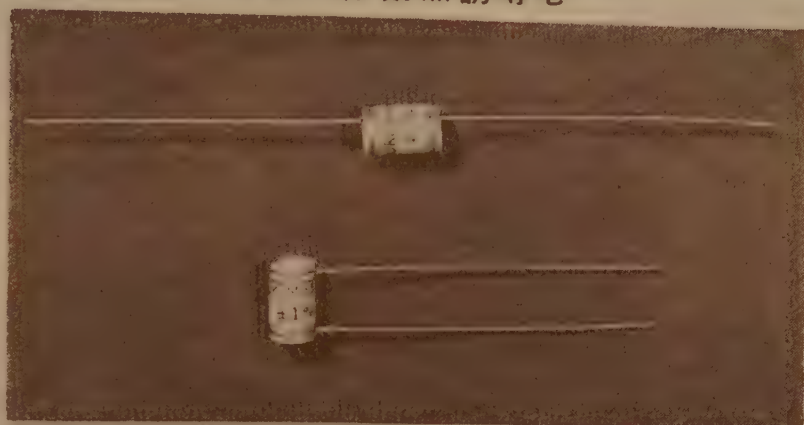
誤差 $\pm 1\% \sim 0.1\%$

温度係数 2×10^{-5} 以下

その他13種

0.1 W ~ 2 W

0.1 Ω ~ 6 M Ω



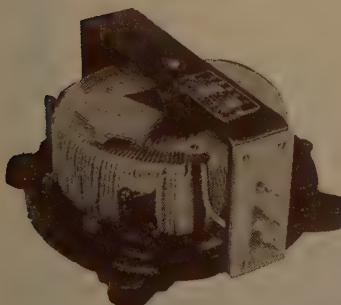
モリ通信機株式会社

東京都荒川区日暮里町3丁目606番地

電話荒川 (891) 5214 (代) 5428

測定器，制御機器用

パネル型摺動変圧器



測定器，制御機器等の電源電圧調整にパネル型摺動変圧器の使用をお奨めします。
当社は小は一次 30 V，二次 0~30 V 1 A 程度のものから，大は一次 100 V，二次 0~130 V 40 A，一次 200 V 二次 0~260 V 30 A 等の大容量のものまで種々製作しております。

写真上は一次 100 V，二次 0~130 V 1 A の標準品，下は一次 100 V，二次 80~120 V 30 A の特殊品です。

二個又は三個を同一軸で摺動させる三相用，二個の摺動変圧器と補助変圧器を組合せた微細調整型（定格例，一次 100 V，二次 0~130 V ± 5 V，10 A）一次，二次巻線を別々に巻いた絶縁型等の特殊品も製作し，各方面に広い利用が考えられます。シャフトの回転トルクは 100 V・5 A の標準品で 0.3 kg-cm 程度で小容量のモーター駆動により自動調整に使用することが出来ます。

またマイクロ・スイッチを数個とりつけ，シャフトにつけたカムによりこれを作動させ，任意の電圧値で任意の回路の断続をさせることも出来ます。

約 10 万回程度の使用に耐え，定期的に手入を行えば，十数年の長期使用も可能です。測定，検査等に計器類と組合わせ，又電源電圧降下の昇圧用に単相，三相の単独使用型も製作しております。型録，寸法図を準備しております。

特殊品に関するお問合せを歓迎致します。

東京精電株式会社

東京都港区芝南佐久間町1ノ5

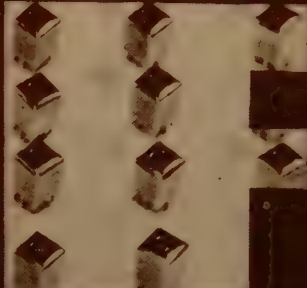
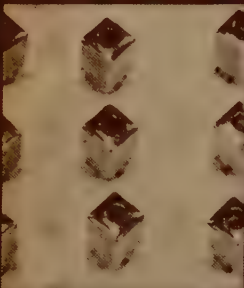
電話 (501) 9349・9522



優れた設備の工場から、優れたパーツ！

カタログ進呈

御希望の方は本誌名記入の上
PR課まで申込み下さい



ミツミ電機株式会社

東京都北多摩郡狛江町小足立1056

TEL (416) 2219・2619・2692



高性能を誇る
アンナカのコンデンサ

営業品目

M P コンデンサ
ペーパーコンデンサ
マイカコンデンサ
C F コンデンサ
タンタルコンデンサ
その他各種コンデンサ

安中電気株式會社

本社：東京都品川区大崎本町2の428

TEL (491) 0166 (代)~9

新製品

捲鉄芯型

超小型パルストランス

- 捲鉄芯型のため温度特性極めて安定
- $-55^{\circ}\text{C} \sim +130^{\circ}\text{C}$ にてパルス巾変化 $\pm 10\%$ 以内
- 高インピーダンスでも減衰が僅少
- 良好なパルス波形
- 特殊モールドにより完全密封型
- 捲線比トランジスタ4:4:1,真空管1:1:1
- 下記の他,真空管用13種を用意す

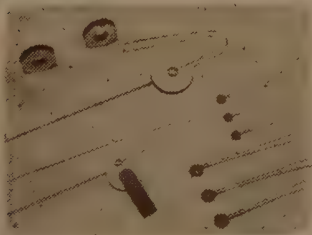
トランジスタ用 (ブロッキング発振アダーター)

CAT NO	直流抵抗 (概略値)			パルス巾 μsec	ライズ タイム	オバードル シミュレー ープ	バック スウィ ング
	1~2	3~4	5~6				
H-13	0.15 $\%$	0.55 $\%$	0.09 $\%$	0.05	0.03	0 $\%$	30 $\%$
H-14	0.5 $\%$	0.56 $\%$	0.21 $\%$	0.1	0.03	0 $\%$	30 $\%$
H-15	1.0 $\%$	1.1 $\%$	0.4 $\%$	0.2	0.03	0 $\%$	18 $\%$
H-16	2.0 $\%$	2.2 $\%$	0.5 $\%$	0.5	0.03	2 $\%$	20 $\%$
H-17	2.3 $\%$	2.7 $\%$	0.5 $\%$	1	0.04	0 $\%$	25 $\%$
H-18	4.0 $\%$	4.7 $\%$	0.8 $\%$	2	0.07	0 $\%$	15 $\%$
H-19	5.0 $\%$	5.5 $\%$	1.0 $\%$	3	0.09	0 $\%$	18 $\%$
H-21	9.8 $\%$	11.0 $\%$	1.4 $\%$	5	0.1	0 $\%$	23 $\%$
H-22	33.0 $\%$	37.0 $\%$	4.9 $\%$	10	0.15	0 $\%$	15 $\%$

株式会社 **タムラ製作所**

本社 東京都新宿区柏木4の689
電話 東京 (371) 7206代
大阪営業所 大阪市北区老松町3の21
電話 大阪 (36) 5459

最高性能のOS半導体製品



OSサーミスタ

温度測定用 時間遅延用
温度補償用 サージ電流吸収用
振巾制御用 各種測定および分析用



OSバリスタ

接点火花消去用
回路電圧安定用
サージ電圧抑制用

電気接点

マメ自水チ
イ動晶ヨ
ク電発ツ
ロタ振パ
・交換子用
モ機小型
ー継恒そ
ター電温の
器槽他
用用用他

株式会社 **大泉製作所**

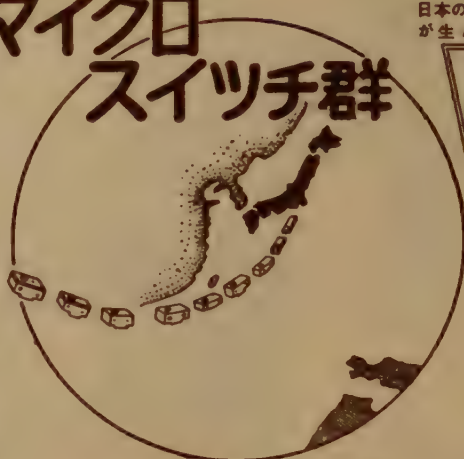
本社 東京都練馬区貫井町4-10番地 電話 (991) 1101 (代) 番
銀座営業所 東京都中央区銀座西7丁目6番地 (福田ビル) 電話 (571) 8500・8501番

世界に燦然たり……

1960年



2極マイクロスイッチ群



日本の技術
が生んだ

革新

技術

世界で
初めて

特徴と性能

この二極マイクロスイッチは本邦に於いては勿論、又その品種に於いては従来の単極の基本型と同一に超ゆる品種が完成致しましたことは世界でも最初の画期的なものです。この成功の理由は本番が応差の動き(M. D.)に於いて外国品の欠陥(応差の動きが大きいこと。これは二極マイクロスイッチが海外に於いても、国内に於いても普及されない理由の一つと考えられます)を完全に除去したことです。これは正しくマイクロスイッチの革命、新分野への開拓とまで云われる理由です。そして更に特徴は次の如く追加されるのです。

- | | |
|---------------------------------------|---------------------------|
| (1) 外寸、取付位置は単極基本型と同一 | 耐 圧 1000 V. A. C. 一分間 |
| (2) 機械的寿命は50万回以上、接点間隔は従来の単極品より広い。 | 絶縁抵抗 500 V. 1000 MΩ 以上 |
| (3) 動作力、応差の動きも単極型と同一 | 動作に必要な力 (O. F.) 300~450 g |
| (4) 単極品を2ヶ並べて使用するのと同じスイッチの投入、切断は2回路同時 | 動作迄の動き (P. T.) 0.5 MAX. |
| (5) 規格 | 動作後の動き (O. T.) 0.13 MIN. |
| | 戻りの力 (R. F.) 114 g MIN. |
| | 応差の動き (M. D.) 0.01~0.15 |

電流容量 125・250 V. 10 A. A. C.



日本開閉器工業株式会社

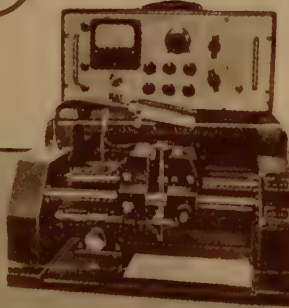
東京都大田区馬込東 3-644

TEL 東京 (772) 代表3181-5

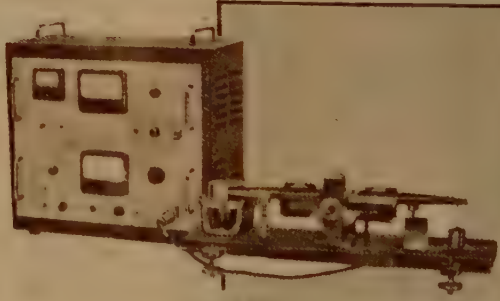


共栄電子の

トルク計と balancingマシン



balancing・マシン
KDV 1VA



トルク計
OS 138型

営業品目

動 釣 合 試 験 機 指 示 騒 音 計
振 動 計 回 転 計
ト ル ク 計 騒 音 分 析 器

共栄電子測器株式会社

東京営業所 東京都千代田区神田司町2の5 電話 231-3684-3784
大阪営業所 大阪市北区太融寺町8アトラスビル 電話 36-8176-8
工 場 東京都板橋区志村本蓮沼町107 電話 901-4906

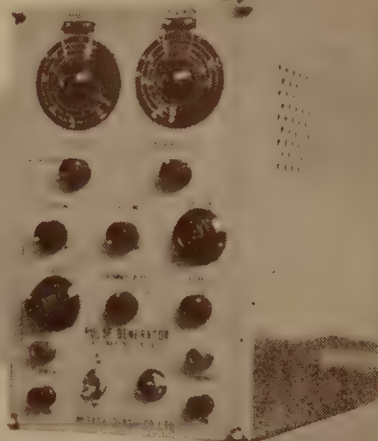
小型軽便な 全トランジスタ式パルス発生器

本器は矩形波及び三角波パルス発生器で、種々その波形を変えることが出来る様に設計されています。

主に、音声源・ピッチ聴覚用テスト、或は、波形の変換用として又一般のパルス発生器としても使用出来ます。

性能

- ①繰返し周波数 50%~5000%
(3段切換連続可変)
- ②パルス巾 50 μ S~15mS
(4段切換連続可変)
- ③極性 正又は負
(アース基準)
- ④出力レベル 最大15V (負荷 600 Ω の時)
(出力調整付)
- ⑤内部インピーダンス 600 Ω 以下
- ⑥外部同期 2V以上で駆動 正弦波P.P.
- ⑦電源 AC 100V \pm 10Vの変動に
対して安定に動作する



武蔵電子工業株式会社

東京都北多摩郡狛江市和泉150
TEL (416) 3155 代表



新製品

VISIGRAPH ビシグラフ

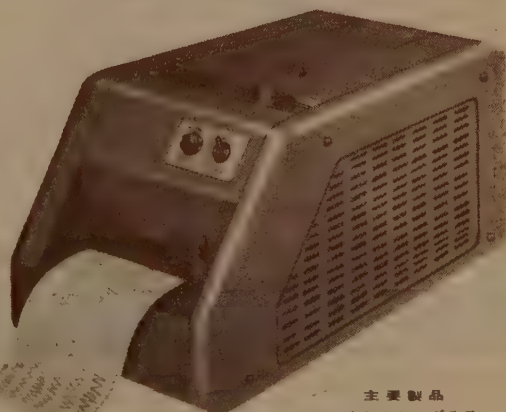
FR-101-X型

暗室からの解放，無現像方式の電磁オシログラフ

- ・現像操作のまったく不用な
- ・露光直後に観察できる
- ・高感度ガルヴァノメーターを使用
- ・大振幅でもアークエラー（円弧歪）なしに記録
- ・操作も保守も容易

主な仕様

- ・エレメント数 10または12
- ・ガルヴァノメーター 電磁制動方式 高感度G型
- ・光学系 30cm
- ・記録紙 幅 153mm、長さ 30.5 m
- ・記録速度 1, 2, 5, 10 cm/sec
(スイッチによる切換)
- ・記録線速度 約 750m/sec
- ・刻 度 1/10, 1/100 sec または, 1, 1/10sec
- ・電 源 AC 90~110V, 50または60% 350W
- ・寸 法 本体 24.5 \times 23 \times 39, 電源部 13.5 \times 20 \times 25.7
- ・重 量 本体 約 14kg, 電源部 約 10kg



主要製品

インク書きオシログラフ
電磁オシログラフ
6現象ブラウン管オシロスコープ
直流増幅器
万能歪記録増幅器
ブラウン管連続撮影装置

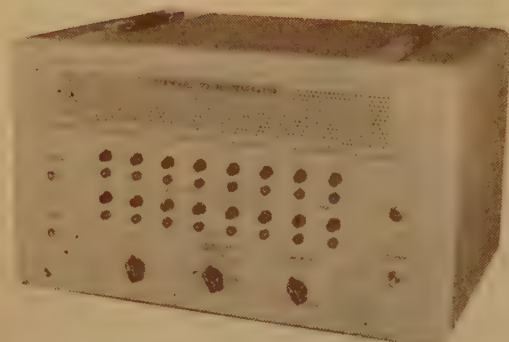
販売元 三栄測器商行株式会社

東京都新宿区柏木1-95 Tel. (371) 7117-8, 8114-5

製造元 三栄レコーダー製造株式会社
(記録器関係)

三栄測器株式会社
(電子計測器関係)

TIME-MARK GENERATOR



— 営業品目 —

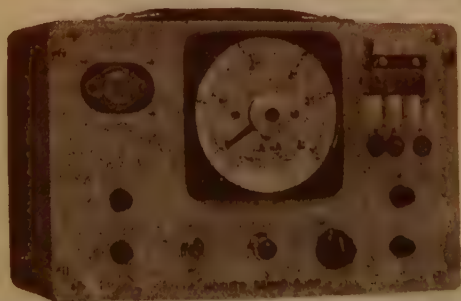
パルス応用各種測定器・多現象オシロスコープ・高周波電源装置・半導体関係測定器・パラメトロン関係測定器・標準時間発振器・微小時間統計機・医用電子管測定器・その他超広帯域増巾器関係

1. 用途 オシロスコープの掃引時間の校正、信号波形の比較などに使用します。
2. 性能
 - 2・a マーカ出力
 - 2・a・1 インターバル 0.1 μ s, 0.5 μ s, 1 μ s, 5 μ s, 10 μ s, 50 μ s, 100 μ s, 500 μ s, 1ms, 5ms, 10ms, 50ms, 100ms, 500ms, 1s, 10s
 - 2・a・2 確度 0.1%以下 (水晶)
 - 2・a・3 出力 3V以上 (75 Ω)
 - 2・a・4 極性 プラス、マイナス切換可能
 - 2・b トリガー出力
 - 2・b・1 周波数 1Mc/s 100kc/s 10kc/s, 1kc/s, 100c/s, 10c/s, 1c/s
 - 2・b・2 出力 2.5V (p-p) 50k Ω
 - 2・b・3 極性 プラス
3. 電源 AC 95V~105V 50c/s~60c/s
4. 消費電力 450VA
5. 寸法 約 540×370×300
6. 重量 約23kg

港通信機株式會社

東京都港区西久保八幡町10・
電話 (431) 2762・2733

- ・画期的ワンタッチシステム...
- ・プッシュボタンを押すだけで
トランジスタのチェックはOK!



トランジスタチェッカ TC-1071

実用新案申請中

カタログ贈呈

エレクトロニックカウンタ HP-2012



規格

- 基準時間 1m.sec(1Kc)
- 基準時間安定度 $\pm 1 \times 10^{-5}$
- 分解時間 (周波数範囲) 50 μ sec (20kc)
- 入力数 2回路
- 計数回路方式 トランジスタ式10進計数回路
- 表示桁数 3桁 0~999 数字表示管式

HD 北斗電工株式會社

大阪府吹田市大字山田下2083
TEL. (38) 5701

高信頼性絶縁形皮膜抵抗器

(略称：RM型抵抗器)

MIL-LINE

RM-1/2



RM-1



RM-2



Actual-Size

70°C部品の完成!

形状は小さい

安定性が高い

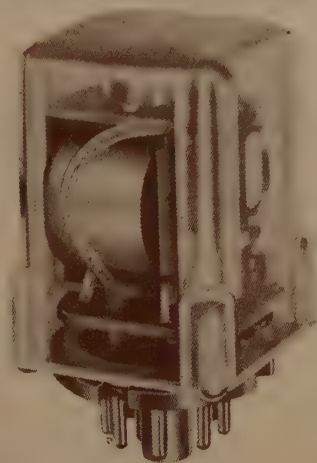
信頼度が大きい

理研電具製造株式会社

東京都板橋区志村小豆沢4の6 電話(901)6176(代表)

平型・平型・双子接点型・有極型・小型(交・直流用)・その他特殊型各種

迷電器



MA2P型(DC用)

定格電圧 6, 12, 24, 48, 100 VDC

動作電力 最少 0.4 W

最大 2.5 W

接点組合 2回路切換

電流量 2 A (100 VDC)

無誘導負荷

取付 プラグイン型
(オクタソケット)

寸法 51×35×35 mm
(取付面上)

カタログ進呈



株式会社 高見澤電機製作所

東京都品川区西大崎3-515

TEL. 大崎 (491) 代表 2136

工場 東京・信州第一・信州第二

西地区代理店 関西制鋼機器株式会社

大阪市淀川区本庄川崎町 3-26 TEL (37) 9859

全世界に4000台の実績と最高の性能を誇る！

独乙ドクター・ハンス・ベッケルス社 型式

混入金属検出機 並 自動除去装置

ELECTRONIC METAL DETECTOR (SYSTEM BOEKELS)

- 人畜並に機械の保護
- 品質管理及向上
- 能率改善

用途 石炭処理・セメント・製菓・食品・合成樹脂・火薬
煙草・砕石・紡績・パルプ・製粉・鉱石処理他
(其他混入金属で御困りの方は御通知下さい)

御採用先 (順不同、略称)

大日本セロイド(株)(網干) 1台	三菱エンテ化成(株)(名古屋) 4台
安田ゴム(株)(明石) 1台	昭和油化(株)(川崎) 2台
東洋リノリューム(株)(伊丹) 1台	旭化成工業(株)(福岡) 4台
大洋漁業(株)(第二日新丸) 4台	日本水産(株)(玉栄丸) 2台
山陽パルプ工業(江津) 1台	森永製菓(株)(塚口) 1台
日本合成ゴム(株)(四日市) 2台	高砂ゴム工業(株)(東京) 2台
長浜樹脂(株)(長浜) 4台	日本専売公社(株)(金沢) 3台
阪東測器製造(株)(兵庫) 2台	その他

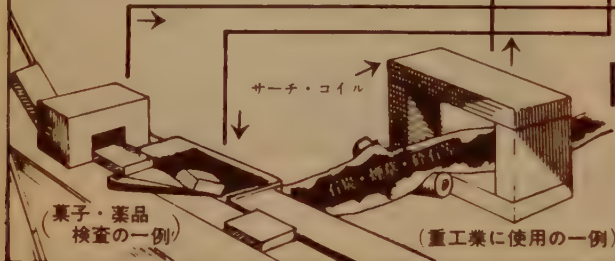
コントロール・ボックス



← 金属除去命令

↑ 金属検出指令

金属検出指令 →



(重工業に使用の一例)

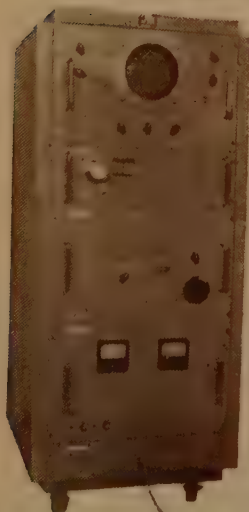
日新無線株式会社

営業所 東京都港区芝新橋4丁目1番地
電話(代) (571) 9201 (代) (571) 9221
本工場 東京都杉並区天沼1丁目10番地
電話 (398) 9136(代表)

日本高周波の

マイクロ波測定器 マイクロ波関連機器

100MC ~ 100,000MC 同軸系・導波管系 各形



インピーダンス直視装置

定在波測定器
空胴周波数計
半同軸周波数計
ボロメーターマウント
電力計ブリッジ
吸収形電力計
通過形電力計
クライストロンマウント
クライストロン電源
各種減衰器

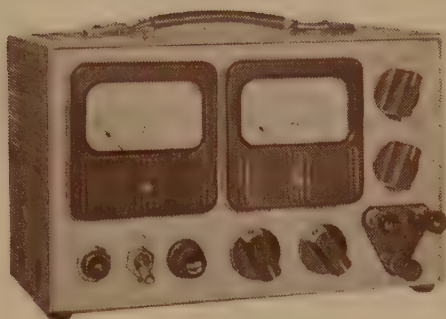
ダミーロード
方向性結合器
回路素子
マグネトロンバルサー
スペクトラムアナライザー
インピーダンス直視装置
校正用受信機
パラメトロンアンプ用素子
Q直視装置
その他総合測定装置

日本高周波株式会社

本社・工場 神奈川県横浜市港北区中山町1-119 電話 品川和 15番
東京事務所 東京都港区芝南佐久間町1-55 和田ビル 電話 (501) 9588・2662
東京研究所 東京都文京区菊坂3 電話 (921) 1970

オールトランジスタ 安定化直流電源

1台で間にあう万能型
バッテリーより便利で安全
すばらしい安定性
半永久的な寿命



TPM 025-03型

型 名	出力電圧範囲	最大負荷電流
TPM 025-03	0 - 25VDC	300 mA
TPM 030-05	0 - 30VDC	500 mA
TP 025-5	0 - 25VDC	5 A
TP 030-10	0 - 30VDC	10 A

① 株式会社 高砂製作所
川崎市二子662 TEL (701) 4391
(048) 4111-4



高周波絶縁碍子

ボンレックス

アメリカ無線界ではバイレックスを
日本ではボンレックスの御使用を
ボンレックスの用途

無線、有線電気通信機器用、超短波医療機器用、ラジオ、放送機
並に テレビジョン、船舶及び汽車、電車、理化学、火薬容器、
ウエルダー機器用 ◎原子力平和利用・各機器碍子

○貴社御考案の別形製作の場合は詳細御一報次第参上御説明申上ます

株式 会社 **ボン碍子製作所**

東京都千代田区神田松永町19番地
松永ビル TEL (251) 8894番



信用ある全国無線部品店にあり。
カタログ進呈

本誌名記入の上お申込み下さい。

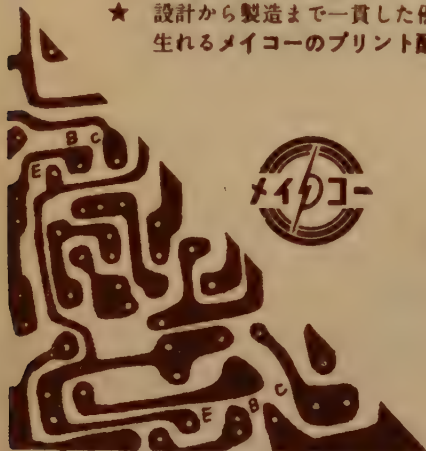
新しい通信機器の設計は

まず回路のプリント配線化から

◎ プリント配線なら専門メーカーの銘光工業にお任せ下さい。

★ 配線図や簡単な略図からでも、すぐプリント化致します。

★ 設計から製造まで一貫した優れた技術と完全自動化された設備から生れるメイコーのプリント配線はさっと御満足のゆくことと存じます。



TRラジオから 電子計算機まで

メイコーの
プリント配線

AJU 08

銘光工業株式会社

東京都世田谷区瀬ヶ谷2-696 TEL (416) 3177 (代表)

バリスター

サーミスター

営業品目

サーミスター
バリスター
亜酸化銅整流器
サーミスター 温度計
サーミスター 温度調節器
サーミスター 風速計

サーミスター
風速計



SD 株式会社 芝浦電子製作所

本社 東京都板橋区前野町1-3 電話 (961) 5328 (代)
川口工場 埼玉県川口市飯塚町1-346 電話 川口 3 2 5 3

あらゆる
直流電源
に……

スタンレー セレン/シリコン整流器

直流機器の心臓部には、最高の設計技術で完べきの性能を誇るスタンレー整流器をご用命下さい。アフターサービスも満点ですから安心してご使用願えます。

特 長

- 品質が均一であること。
- 効率がきわめて高いこと。
- 性能が安定し寿命が長いこと。
- 取扱い・保守が簡便であること。
- 価格が経済的であること。

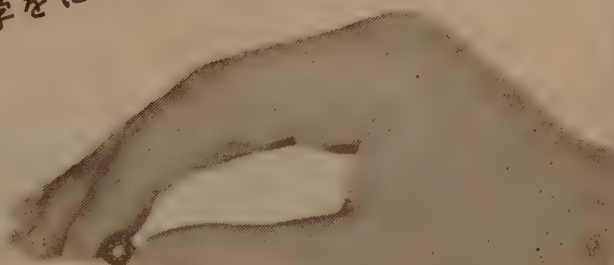


TANLEY

カ タ ロ グ 呈 東京都目黒区中目黒2-605 スタンレー電気K.K. 宣伝課275係あて



明日の科学をになうミネベア!



NMB

MINIATURE BEARINGS

NMB新製品として錆ないステンレス製
ミネチュアベアリングと、取付容易なミ
ネチュアフランジベアリングが完成!

■ 小型時代 (Miniaturization) の
要求を高度に満し精密で軽く効率の高
い信頼性のあるNMB ミネチュアベア
リング。

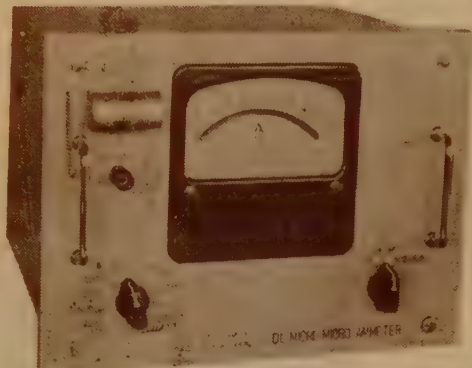
日本ミネチュアベアリング株式会社
日本ミネチュアベアリング販売株式会社

東京都中央区日本橋兜町1の4 TEL (671) 1203~5

誘導に強い！大倉の微小電圧(電流)計を

0.5 μ V、 10^{-11} A迄安定に測定出来ます。

(特許 181159)
185424)



微小直流電圧 (電流) 計

(目盛)

0 ~ 50 μ V 乃至 0 ~ 2000 μ V 6 V レンジ切替

0 \pm 25 μ V 乃至 0 \pm 1000 μ V

0 ~ 1×10^{-9} A 乃至 0 ~ 2×10^{-6} A 11 レンジ切替

0 ~ 5×10^{-10} A 乃至 0 $\times 1 \times 10^{-6}$ A

(用途)

熱電対の較正、熱電対電圧示差熱光電管電流、イオン化電流の測定及び電位差計ホイートストンブリッジの検電器として使用出来ます。

(誌名記入申込にカタログ進呈)

(営業品目)

LCRチェッカー 周波計 セルメーター 電子管式記録計 テレメーター装置各種工業用計器

米国swartwout社

と技術提携



大倉電気株式会社

本社 東京都杉並区西田町2丁目407番地 電話 398) 5111 (代表)

大阪出張所 大阪市北区芝田町112 井上ビル24号室 電話 (36) 5791-5, 5891-5 (交換)

小倉出張所 小倉市博労町63富士ビル44号室 電話 小倉 (5) 8621

電子計算機に□自動制御回路に□パラメトロン・システム



(パラメトロン)

□パラミスター □メモリー・マトリックス

パラメトロン演算回路システムは、日本で生れた独得の計算機方式で、その優れた安定性は、自動制御方式の決定版といわれています。米国を始め各国でも高く称賛され採用も本格化しております。TDKはパラメトロン・システムの回路素子パラミスター、記憶素子メモリーマトリックス等を量産するほか、電子計算機、自動制御装置の製作のご相談に応じております。

TDK-E

1月1日より商標が左のように変りました。

東京電気化学工業株式会社

東京都千代田区神田松住町2番地

今やプリンターの附属しない
数値測定装置は過去のもの
なりつゝあります。プリンタ
ーは数値測定装置の重要部品
となりました。

性能

- ◎桁数 5, 10, 5-10, 10
5, 桁の各種
- ◎入力 +8V以上、インパ
ダンス 100K Ω
- ◎操作 手動及自動遠隔操作
- ◎繰返し印字速度 1秒以下
- ◎動作中信号発信*
- ◎動作終了信号発信*
- ◎少数点自動移動*
- ◎符号及単位の印字*
- ◎二色切換*
- ◎空送り
- ◎電源 a.c. 100V (200V) *
 ± 10
- ◎その他 御仕様により設計
製作いたします。
(*御仕様によります。)



用途

- ◎デカトロン、ヒューズ、スイッチング
チューブ、フリップ・フロップ等デ
ジタル計数装置
- ◎デジタルポルトメーター等のデジタル
測定器
- ◎アナログ→デジタル変換器等の装置と
組合せて、時間、パルス数、放射線率
圧、電圧、流量、重量、温度、トルク
等の数値記録。

営業品目

デカトロン
プリンター
プリンティング
ラップタイマー
その他各種
プリンター

デジタルプリンター



K.K. 青葉精機製作所

東京都大田区大森6の2652 TEL (761) 4735



トランジスター式安定化直流電源装置

新製品!!

DT-6F10型

特徴

- 1) 押鉛スイッチの採用によ
り取扱容易である。
- 2) 入力及負荷の変動に対し
て応答が速い。
- 3) 過負荷及短絡に対する保
護装置がある。
- 3) ドリフトが非常に少い。
- 5) 蓄電池と違い保守が不用
である。

営業品目

AM, FM標準信号発生器 各種導引信号発生器
トランジスター定数測定器 歪率, レベル測定器
真空管電圧計 ラジオ・テレビ用測定器
空中線共用装置 自動電位差測定装置

入力電源 1 ϕ 50/60% 90~110V
出力電圧変動 入力電源電圧及出力電流の全変動に
対し 0.1V 以下
脈動率 5 mV 以下 (r.m.s)
出力極性 正、負何れも可能
出力計 電圧計及電流計
過電流防止装置 トランジスター式防止装置使用
大電流のものは継電器併用

型 名	出力電圧	出力電流
DT-6F5	DC 6V	DC 5A
DT-6F10	〃 6V	〃 10A
DT-6F20	〃 6V	〃 20A
DT-12F5	〃 12V	〃 5A
DT-12F10	〃 12V	〃 10A
DT-12F20	〃 12V	〃 20A
DT-24F5	〃 24V	〃 5A
DT-24F10	〃 24V	〃 10A
DT-24F20	〃 24V	〃 20A
DT-30V0.5	DC1~30V	DC0.5A
DT-36V5	〃 1~36V	〃 5A
DT-36V10	〃 1~36V	〃 10A
DT-36V20	〃 1~36V	〃 20A

大央電気株式会社

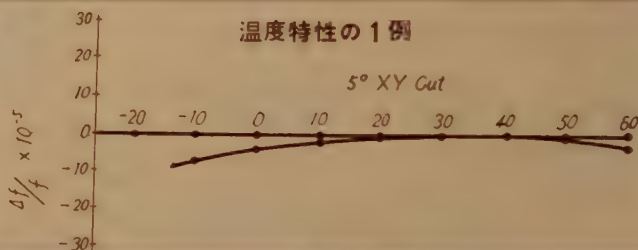
東京都三鷹市上連雀 754 番地
電話 武蔵野 (022) 3局 4107 代

尚別仕様にも応じます

DAIOU DENKI



LU Type AUDIO Frequency STANDARD



最近数10サイクルの乃至数 100サイクルの水晶発振器の需要が比較的多くなって参りました。当社に於きましても小型の形状で実用可能な低周波数の発振子就きまして試験研究を進めておりましたが今回世界で最も小型の 350 サイクルの乃至 2,000 サイクルの上の写真のような発振子を完成致しました。

- a. 周波数範囲 350 % ~ 2000 %
- b. 周波数許容偏差 C項の全範に対して±0.01以内
- c. 適用温度範囲 0°C ~ +60°C
- d. 周波数温度係数 3×10^{-6} 以下

GTcut standard crystal unit

周波数 100KC • 124KC • 128KC
 温度範囲 0°C ~ 60°C用 or 40°C ~ 70°C用
 温度係数 $\pm 1 \times 10^{-7}/^{\circ}\text{C}$ 以下



株式会社 金石舎研究所

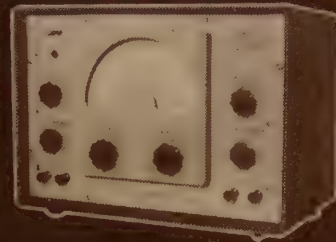
本社 東京都世田谷区世田谷3丁目2136番地
 電話 (421) 8106 ~ 9, 3139
 支店 京都市左京区堀ヶ崎三反田町番地
 電話 (7) 2621

SANWA

SV-502 広帯域高感度真空管電圧計



SV-501型のデザインは502型と同一



2 AG-201 矩形波正弦波発生器

SV-508 P-P V.T.V.M.



1 V.C.Fタイプ・プローブ入力方式ですから外部誘導を受けることなく極微小電圧を高安定度で計れます。

2 良質な20%~1M%までの矩形波と正弦波が別々の出力端子から同時に取りだせます。

3 2段にわたる蓄積回路により0.0001V~1000Vまでのパルス電圧測定が可能です。

SV-502

測定電圧 3, 10, 30, 100, 300mV, 1, 3, 10, 30, 100, 300Vフルスケール(但し3V以上は倍率器による)

周波数特性 10%~10M% ± 1 dB
(10%~4M% ± 1 dB)
SV-501型)

精度 3%

入力インピーダンス 30M Ω 以上並列8PF以内, 10M Ω 並列3PF以内(3V以上)
使用真空管 6R-HH1, 6EJ7 $\times 6$, 6CA4, 6RA2, 6AU6, 0A2, 1N21C $\times 2$
(6R-HH1, 6EJ7 $\times 3$, 6CA4, 0A2, 0A7 $\times 2$)
SV-501型)

外形寸法 205 \times 290 \times 325mm
(205 \times 290 \times 305mm)
SV-501型)

AG-201

周波数範囲 20%~1M%

矩形波

出力電圧 0~10V (P-P)

立上り時間 約0.1 μ sec

周波数精度 $\pm 2\%$

正弦波

出力電圧 0~10V R.M.S

歪率 1%以下

使用真空管 6AH6, 6AW8, 6CL6 $\times 2$, 12AT7

外形寸法 380 \times 300 \times 245mm

SV-508

実用周波数範囲 10%~150KC

測定電圧 0.0001V~1000V (P-P) 6レンジ, 最低レンジ0.01V

入力インピーダンス 2M Ω 8PF

実用最小立上り時間 1 μ sec

実用最少パルス巾 3 μ sec

誤差 $\pm 5\%$ (パルス) $\pm 3\%$ (サイン)

使用真空管 6AU6 $\times 4$, 6AL5 $\times 2$, 12AU7 $\times 2$, 6X4, 0A3,

電源電圧 85~105V, 50~60%

外形寸法 335 \times 180 \times 150mm

SANWA

エレクトロニクス測定器

三和無線測器研究所

本社・工場

東京都北多摩郡国分寺町恋ヶ窪
521番地 電話(国分寺)496

東京営業所 東京都千代田区神田司町1-1 電話 東京 (231) 0621, 3906

■ カタログ御希望の方は本誌名御記入の上〒20円同封して御申込下さい ■



プリント配線

設計から組立まで
総合一貫作業

試作・特殊用途等何でも
御相談下さい。



米国ミカ社製エポキシガラス基板

総代理店

東洋プリント配線株式会社

営業所 東京都千代田区神田小川町2-3(新小川町ビル8階)

TEL (291) 3381~5 内線28~30

本社・工場 東京都北多摩郡小平町小平学園東区37-1

TEL 国分寺 196, 小平507

技術本部 東京都北多摩郡小平町小平学園東区51-31



半導体整流器界のパイオニア

オリジンの高性能, 高信頼

シリコンダイオード

SE—05



タブレット形状のミニチュア寸法で
プリント配線に適したシングル・エンド形
完全樹脂封入で特性不変
漏洩電流極小で高逆耐圧, 高信頼性
耐震・耐衝撃性が大きい

SE-05 形シリコンダイオードは, プリント配線に適するタブレット状のシングルエンド導出端子をそなえた完全な樹脂封入構造であります。

樹脂体内部に封入されているシリコン P-n ジャンクションは, もとより拡散法で造られ, 高温度のもとに熱処理されているため, 均一な品質と安定した高性能をそなえ, 長期にわたり高い信頼性をもって御使用いただけます。

周囲温度 100°C まで, ラジオ, テレビジョン, 通信機器などその他の電子装置に小容量直流電源または回路素子として優れた電気的特性を発揮します。

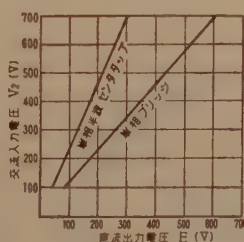
たとえば 150°C における無負荷放置, 65°C, 95~100% 耐湿試験, -55°C~+80°C のヒートサイクル試験, 耐震および耐衝撃試験など, 厳重な性能試験を受け, そのすばらしい性能が確認されています。

電気的データ

SE-05 シリコンダイオードの定格

定 格	型	SE-05 a	SE-05 b	SE-05 c	SE-05 d
尖頭逆耐電圧 (V) PIV (~100°C)		400	600	800	1,000
最大交流入力電圧 (V) (Max RMS)		280*	420*	560*	700*
最大出力電流 (mA) (単相半波)			500		
サージ電流 (A) (1サイクル)			15		
動作周囲温度 (°C)			-55~+100		
平均正方向電圧降下 (V) (500mA にて)			1.1 以下		
平均逆方向電流 (μA) (PIV25°C にて)			10 以下		

* コンデンサなどの逆起電力負荷では, この値の 50% にとる



電圧計算式

単相半波

$$V_2 = 2.3 (E + ndv)$$

単相ブリッジ

$$V_2 = 1.15 (E + 2ndv)$$

注: V_2 …交流入力電圧

E …直流出力電圧

n …素子直列枚数

dv …正方向電圧降下

下

注 電動機, 蓄電池, 容量性負荷のときは電流を 20% 減にし 2 枚以上直列のときは C, R を挿入して下さい。素子の絶縁耐力は 1,500/min ですから直列にするには冷却板の絶縁が必要になります。

営業品目

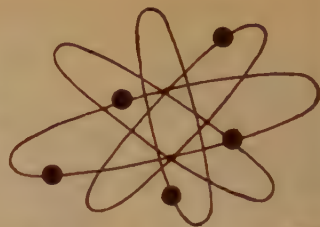
シリコン・ゲルマニウム・セレン整流器・自動電
圧調整器・理研式スポット溶接機・合成樹脂塗料

オリジン電気株式會社

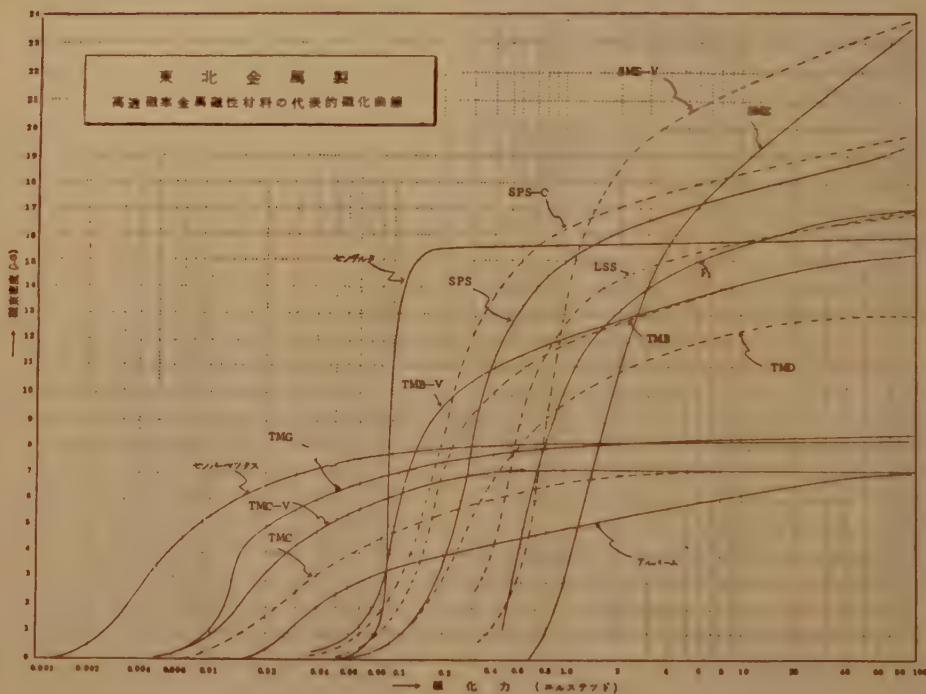
本社・工場
大阪営業所
福岡出張所

東京都豊島区高田南町 1-195 電話東京(982)1161(代)3155(代)(983)3261-5 トウキョウ カニウ(22)468
大阪市北区梅田町17 新桜橋ビル 電話大阪(34)2358(代)オウサカ カニウ(38)383
福岡市下鍋町10 電話福岡(2)6883

躍進する 東北金属の磁気材料



各種製品特性図表



営業品目

純鉄製品

1%ケイ素鉄合金 (LSS)

純ニッケル製品

センパーマックス (TMH)

センデルタ (M_{50})

T・M合金 (Fe-Ni, パーマロイ)

ポピンコア

純鉄振動板

セメングジュール

(鉄・コバルト合金) (SME)

センパーシル (SPS)

アルフェル (磁歪合金板) (AF)

パネ用ステンレス条

鍛造成型磁石及び磁石鋼々材

鍛造磁石 (TMK)

特殊鋼

センダストコア

TMダストコア

(モリブテンパーマロイ圧粉磁石)

カーボニルコア

ポリアイアン

フェライトコア

(フェリブックス) (FBK)

フェリネット

チタン酸バリウム磁器

フェライト磁歪振動板

(ヴァイブックス) (VBX)

磁気録音テープ

● 各種技術特性カタログ御請求次第お送りいたします。

● 各種在庫販売

東北金属工業株式会社 特約店
理経産業株式会社 国内課

東京都港区芝田村町2の10

電話 (591) 7970, 7971, 6985

Rikō

スライド・トランス 摺動変圧器

● 電圧の精密調整には

単相 100V / 0~130V
200V / 0~240V
三相 200V / 0~240V

据置型
パネル型
横置型
油入自冷型
電動操作型

製作容量 0.1 —→ 100kVA

カタログ・説明書・標準仕様書 / 仕様書作成参考資料御入用の方は下記クーポン券を御送付下さい

電圧調整器専門メーカー

東京理工舎

本社・工場 東京都北区田端新町2丁目5番地 TEL (807) 0171(代)
川口工場 埼玉県川口市大字赤井台512番地
大阪出張所 大阪府北区中崎町59番地 TEL (37) 5422

線
取
付
タ
ラ
グ
ス
ラ
イ
ド
ト
ラ
ン
ス
請
求
券

Taiko

タイコーチョッパ

DC-ACチョッパ

チョッパは直流入力を変換し、あるいはこれを増巾後出力を再び直流に転換する機能を有するもので、一般自動制御機器を始めとして直流増巾器、アナログ計算器の増巾器、自己平衡電位差計、マイクログルトメータ等記録測定関係の各分野に使用されています。弊社は多年チョッパの研究に従事し、構造、振動機構等に独自の改良を行い特に雑音防止、長寿命の点に特色を有しています。



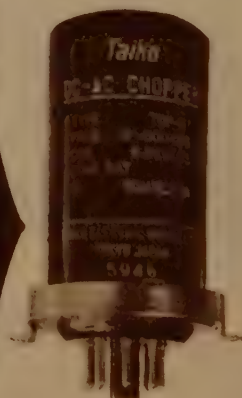
品 種	TCP-55A	TCP-55B	TCP-561A	TCP-561B	TCP-561C
定格駆動電圧電流 ※1	6.3V 70mA (50%), 65mA (60%)		6.3V 140mA (50%), 130mA (60%)		
定格周波数	50 ± 5 % または 60 ± 5 %				
駆動電圧範囲	4.5V ~ 7.5V				
動作形式	S P D T		D P D T		
入力部変換回路	ベースピン 1 ~ 2 ~ 3				
入力変換電圧	1μV~1.5V	1V~50V	1μV~1.5V	1μV~1.5V	1V~50V
入力変換電流(最大)	1mA	5mA	1mA	1mA	5mA
出力部変換回路	ベースピン 5 ~ 6 ~ 7				
出力変換電圧			1V~50V	1μV~1.5V	1V~50V
出力変換電流(最大)			5mA	1mA	5mA
接点間および接点 筐体間絶縁抵抗	10 ¹⁰ Ω 以上				
巻線筐体間絶縁抵抗	100 MΩ 以上				
位 相 お け れ	30° (50%), 40° (60%)		30° (50%), 40° (60%) (入出力側共)		
位 相 特 性 度			3° 以 内		
好 転 度	3 % 以 内				
雑音(100kHz 負荷 r.m.s.)	1 μV 以 下				
接 触 率 ※2	BBB 45 % MBB 55 %				
温 度 範 囲	-10°C ~ 60°C				
重 量	230 gr				

※1 御使用になる定格駆動周波数を御指定下さい。
 ※2 接触率はBBMまたはMBBの何れかを御指定下さい。なお特に御要望のある場合は15%~75%の範囲にて特別に調整も致します。

特殊チョッパ

TCP-57, TCP-58チョッパは接点容量が大きく電源用として使用されると同時に、自動制御や計器用としての直流増巾器にも使用されます。但し低雑音を必要とする場合には向きで、此の用途にはTCP-55A又はTCP-561Aを御使用願います。

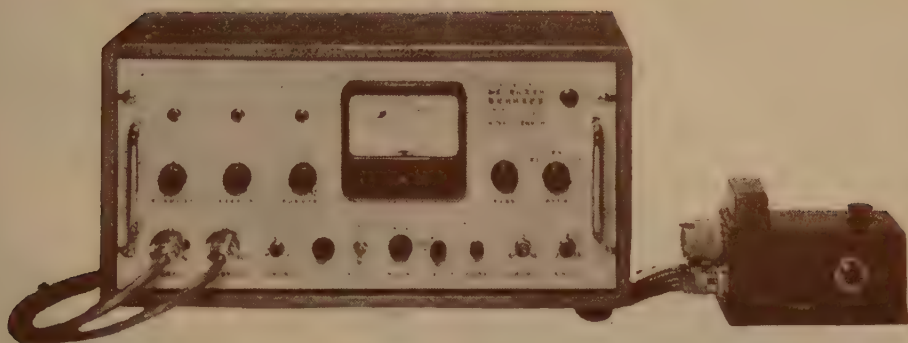
品 名	TCP - 58	TCP - 57
周 波 数 範 囲	定格 50% 又は 60%	定格 400%
駆 動 電 圧 (動作範囲)	定格 A・C 17.5V 50% (15 ~ 20V)	定格 A・C 6.3V 400% (5.5 ~ 8V)
巻 線 電 流 (mA)	40	60
巻 線 直 流 抵 抗 20°C	380 Ω ± 5 %	22 Ω ± 5 %
入力部変換回路	ベースピン 1 ~ 2 ~ 3	
入力変換電圧	100V 最大	50V 最大
入力変換電流(最大)	0.3 A	0.1 A
接点間及び接点 筐体間絶縁抵抗	最 小	200 MΩ
巻線筐体間絶縁抵抗	最 小	500 MΩ
接 触 率	B・B・M	45 %
温 度 範 囲	-10°C ~ 60°C	
重 量	230 gr	



株 式 会 社 大 興 電 機 製 作 所

本社・東京工場 東京都品川区東中延 4 の1402 電話 (781) 7155(代) 7181(代) 6411
 矢板工場 栃木県矢板市 電話(矢板) 36・49・63

超微小電流計 超絶縁計 電位計



MMA II-16型

$10^{-16}A$ $0.1mV$ $10^{18}\Omega$

最古の歴史
最高の性能
最高の信頼度
長期無故障

振動容量型

直流増幅器型

振動容量型

型	電流感度/目盛	電圧感度/目盛	入力抵抗	レンジ	絶縁測定
MMA III-12型	$10^{-8} \sim 10^{-12} A$	$1 \sim 10 mV$	$10^8 \sim 10^9 \Omega$	5	$10^{12} \Omega$
MMA III-13型	$10^{-8} \sim 10^{-12} A$	$1 \sim 10 mV$	$10^7 \sim 10^{10} \Omega$	5	$10^{12} \Omega$
MMA III-14型	$10^{-10} \sim 10^{-14} A$	$1 \sim 10 mV$	$10^8 \sim 10^{11} \Omega$	5	$10^{12} \Omega$
MMA III-15型	$10^{-11} \sim 10^{-16} A$	$1 \sim 10 mV$	$10^8 \sim 10^{11} \Omega$	5	$10^{12} \Omega$

MMA II-16型	$10^{-8} \sim 10^{-16} A$		$10^8 \sim 10^{11} \Omega$	11	
		$0.1 \sim 10 mV$	10^{12} 以上	5	
			$10^8 \sim 10^{12} \Omega$	11	$10^8 \sim 10^{12} \Omega$
MMA II-16P型	パネル型にて性能はMMA II-16型と同じ				

振動容量型電位計

SSV III-14型		$1 \sim 3000 mV$	$10^{12} \Omega$ 以上	8	
SSV III-15型		$1 \sim 3000 mV$	$10^{12} \Omega$ 以上	8	
SSV II-16型		$0.1 \sim 3000 mV$	$10^{12} \Omega$ 以上	10	

直流増幅器型 (乾電池電源型)

MMA V-10型	$10^{-8} \sim 10^{-12} A$	$5 mV$	$5 \times 10^7 \Omega$	6	$5 \times 10^{12} \Omega$
MMA V-11型	$10^{-8} \sim 10^{-12} A$	$5 mV$	$5 \times 10^8 \Omega$	6	$5 \times 10^{12} \Omega$

直流増幅器型 (AC電源型)

MMA VI-10型	$10^{-8} \sim 10^{-12} A$	$5 mV$	$5 \times 10^7 \Omega$	6	$10^{12} \Omega$
MMA VI-11型	$10^{-8} \sim 10^{-12} A$	$5 mV$	$5 \times 10^8 \Omega$	6	$10^{12} \Omega$
MMA VI-12型	$10^{-7} \sim 10^{-12} A$	$5 mV$	$5 \times 10^8 \Omega$	6	$10^{12} \Omega$

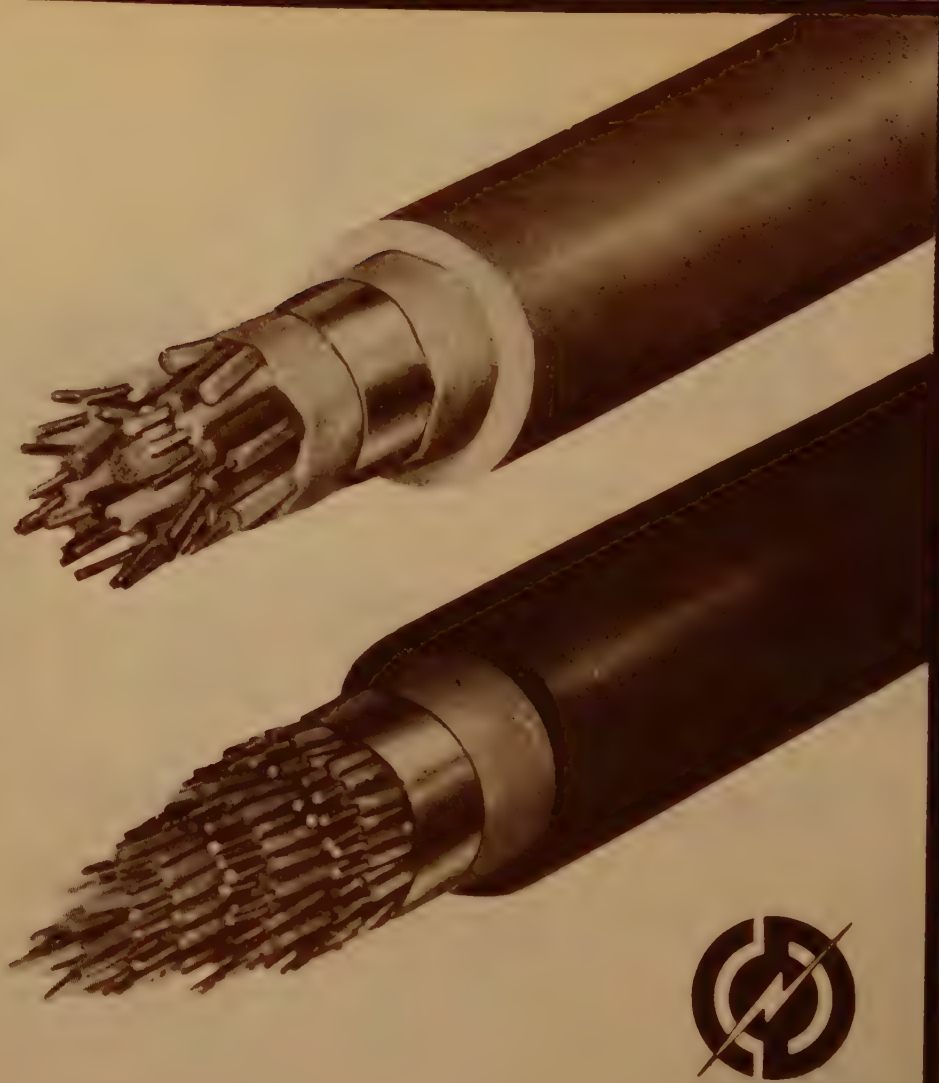
カタログは誌名御記入の上御申込み下さい。



株式会社 川口電機製作所

東京都港区芝白金三光町7-1
TEL 白金(44) 8312・6141・6143

三井の電線・ケーブル



西日本電線株式會社

本社・工場	大分市大字駄原 2 8 9 9 番地	電話 (2) 6141
東京営業所	東京都日本橋室町三井ビル内	電話 (241) 5084
大阪営業所	大阪市北区中之島三井ビル内	電話 (44) 3731
福岡営業所	福岡市天神町39三井銀行ビル内	電話 (74) 4084
名古屋出張所	名古屋市広小路西通三井物産ビル内	電話 (54) 3171
小倉出張所	小倉市京町10-381五十鈴ビル内	電話 (5) 2810
札幌出張所	札幌市北二条西3丁目越山ビル内	電話 (2) 2056
熊本駐在所	熊本市大江町九品寺 2, 9 4 の 1	電話 (4) 3343

電子工業

八月号

本誌の二大綱領

- 常に高度の学問的水準を維持し、業界の発展に寄与する
- 電子技術者の要望にこたえ業界の指針たらしめる

電子式電話トラフィック監視装置

電々公社通研 関口 良雄
水戸 道雄
本間 良知

最近の半導体材料の精製法について

東芝中研 高林 真

最近の工業用テレビの利用

八欧電機(KK) 金岡 隆夫
今尾 祐司

高速 D.C.-A.C. サーボ駆動装置

火災の早期発見に活躍するイオン式火災
感知装置

外国における技術者の待遇について／ペ
ルシステムの場合

連載 1/サイバネティクス入門 第5回

フィードバック 東京大 池原正男

連載 2/技術英文の書き方

特集/プリント配線技術のすべて

プリント配線用銅張積層板

東芝プリント配線用銅貼積層板の製造とその特
性

プリント配線用積層板の標準化について

新しいプリント配線機

プリント配線用銅貼り積層板の試験機

印刷の製版技術を応用したフォトエッチング法
について

小峰電子工業
株式会社

特許紹介・内外新製品紹介・電子工業
ニュース・技術者の横顔・潮流・新ら
しい技術者・読者のページ

確実入手には直接購読を
半年分 900 円 (5 分引)
1 年分 1,710 円 (1 割引)

定価 150 円 120 頁

東京都中央区日本橋通 3 丁目 1
TEL (271) 8198・0049

ケミカル アース棒

物理と化学が巧みに結合された
画期的な接地棒

- 性能 1) 接地抵抗が薬品のない場合と比較して
平均30%低い。
2) 施工は従前通り打込むだけでよい。
3) 安価で経済的である。
- 構造 接地体：径14% 長さ800%の鋼棒に良質
な銅メッキが施してある。
降下剤：リング状で接地棒に添加されて
いる。

日本電業工作株式会社

本社：東京都千代田区神田須田町 2-19 TEL (251) 7381(代)~4
工場：東京都練馬区旭町 3 4 9 TEL (933) 4171(代)~4
大阪出張所：大阪市北区堂島上 1-2 新山本ビル内 TEL (312) 1961
福岡出張所：福岡市福岡呉服町 37 赤坂門ビル内 TEL (4) 8198

YEW

信頼できる！ キャパシタンス ブリッジ

はしがき

当社では従来電解コンデンサの容量・損失測定器として「キャパシタンスブリッジBV-C-201型」を製作しておりましたがこのたび改良品として測定周波数120%の「キャパシタンスブリッジBV-C-11型」を製作いたしました。

用 途

本器は電解コンデンサーなど大容量コンデンサの静電容量と損失を同時に直読測定する直列抵抗ブリッジで、製造工程用測定器としても研究用測定器としても好適であります。



BV-C-11型

特 長

1. 電解コンデンサのJISに適合するところの容量・損失測定ができます。
2. 取扱簡便でしかも迅速・正確に測れます。
3. 発振器・検出器とも内臓しています。
4. 製造工程用測定器として好適です。
5. 容量測定ダイヤルに上限・下限指示の設定指標があります。

規 格

- (1) 静電容量
 - (イ) 測定範囲 4レンジ切換(0.1~5 μ F, 1~50 μ F, 10~500 μ F, 100~5,000 μ F)
 - (ロ) 許容誤差 指示値の $\pm 2\%$ (目盛5以上にて)
- (2) 損 失
 - (イ) 測定範囲 2レンジ切換(0~600 $\Omega\mu$ F, 0~3,000 $\Omega\mu$ F)
 - (ロ) 許容誤差 0~600 $\Omega\mu$ Fにて $\pm 20\Omega\mu$ F, 0~3,000 $\Omega\mu$ Fにて $\pm 100\Omega\mu$ F(各レンジの1目盛に相当)
- (3) 測定用電源
 - (イ) 測定周波数 120% $\pm 2\%$
 - (ロ) 測定電圧(ブリッジに印加される電圧)
HIGH.....約3V
LOW.....約1V
- (4) 検 出 器 マジックアイ 6DL7
- (5) 直流重畳用電池接続端子を備えています。
- (6) 使用電源 AC 85~110V, 50~60%
- (7) 外形寸法 約280 \times 335 \times 200mm
- (8) 重 量 約9.6kg

横河電機

会 告 ・ 通 知

電気通信技術委員会研究専門委員会

昭 和 36 年 9 月 開 催 通 知

本会会員は誰でも、任意の委員会に自由に参加でき、研究発表もできます。研究発表希望者は、委員会名を指定して前々月末日までに本会宛お申込み下さい。

1. 電気音響研究専門委員会

委員長 富 田 義 男

日 時 9月8日(金) 14時～17時

場 所 早稲田大学理工学部会議室(新宿区戸塚町)

議 題 (1) 欧州の音響学研究事情について

伊 藤 毅君(早 大)

(2) 未 定

2. マイクロ波真空管研究専門委員会

委員長 小 池 勇 二 郎

日 時 9月11日(月) 14時～17時

場 所 東京大学工学部電気工学科輪講室(文京区本富士町1)

議 題 (1) 進行波型多重反射クライストロン(第2報)

小野昭一君・功力忠男君・柴田幸男君・小池勇二郎君(東 北 大)

(2) 24 Gc 帯ら旋進行波管 24 W 90 について

柳岡 功君・宮内一洋君(通研)・藤井忠邦君・宮 正夫君(日 電)

(3) 第19回 Electron Device Research Conference について

三輪高明君(通 研)・斉藤成文君(東大生研)・安田 進君(日 電)

注 (1) については前回(7月例会)出席の方は配布済のプリントをお忘れなく御持参願います。

3. 回路網理論研究専門委員会

委員長 川 上 正 光

日 時 9月12日(火) 14時～17時

場 所 東京工業大学講義室(目黒大岡山, 目黒線大岡山下車)

議 題 (1) 復素近似について

篠 崎 寿 夫君(通 研)

(2) 除波器の一設計法

武 部

幹君・田 中 公 夫君(通 研)

4. アンテナ研究専門委員会

委員長 加 藤 安 太 郎

日 時 9月14日(木) 14時～17時

場 所 電気通信学会会議室(千代田区富士見町2～8, 国電飯田橋, 水道橋寄り改札口下車)

議 題 (1) 欧米におけるアンテナ技術(その1)

河 津 祐 元君(東大筑研)

(2) 〃 〃 (その2)

喜 連 川 隆君(三菱電機)

5. オートマトンと自動制御研究専門委員会

委員長 高 橋 秀 俊

日 時 9月14日(木) 14時～17時

場 所 東京大学理工学部会議室(文京区本富士町1)

議 題 パタン認識装置の評価理論

山口楠雄君・亀田恒彦君・元岡 達君(東 大・工)

6. トランジスタ研究専門委員会

委員長 岡部 豊比古

日 時 9月19日(火) 14時～17時

場 所 東京大学工学部電気工学科輪講室(文京区本富士町1)

議 題 (1) 欧洲視察談

柳 井 久 義君(東大・工)

(2) ドリフト・トランジスタの α 遮断周波数(第2報)

菅 野 卓君・越賀 夫差子君(東大・工)

7. 医用電子装置研究専門委員会

委員長 阪本 捷房

日 時 9月19日(火) 14時～17時

場 所 東京大学医学部本館会議室(文京区本富士町1)

議 題 The 4th International Conference on Medical Electronicsへの出席報告

阪本捷房君(東大・工) 樫田良精君(東大・医) 岩井嘉典君(東大・芝)

8. 通信方式研究専門委員会

委員長 染 谷 勲

日 時 9月19日(火) 14時～17時

場 所 国際電信電話(株)研究所会議室(目黒区三田12の1, 国電恵比寿下車)

議 題 (1) トランジスタ化11Gc短距離中継方式

増田孝雄君・高田正美君(通研)・川橋 猛君(日電)

(2) 位相同期角度変調方式 津 村 隆君・小 林 信三君(三菱電機)

9. 磁性材料研究専門委員会

委員長 博 田 五 六

日 時 9月21日(木) 14時～17時

場 所 電気通信学会会議室(千代田区本富士町2～8, 国電飯田橋, 水道橋寄り改札口下車)

議 題 (1) 新計算機用素子ズプラトロンについて

志 村 秀 雄君(通研)

(2) 同軸管によるフェライトの複素透磁率測定について

田 部 井 秀 雄君(電試)

10. マイクロ波伝送研究専門委員会

委員長 岩 片 秀 雄

日 時 9月21日(木) 14時～17時

場 所 早稲田大学理工学部会議室(新宿区戸塚町)

議 題 (1) 2000 Mc パラメトリック増巾器 海 東 幸 男君・畑 克君(日電)

(2) フェライト パラメトリック増巾器 牧 本 利 夫君(阪大)

(3) 広帯域パラメトリック増巾器 喜連川 隆君・白幡 清君(三菱電機)

11. インホメーション理論研究専門委員会

委員長 大 泉 充 郎

日 時 9月22日(金) 14時～17時

場 所 国際電信電話(株)研究所会議室(目黒区三田12の1, 国電恵比寿下車)

議 題 MITにおける音声の研究

藤 村 靖君(電通大)

12. 信頼性と品質管理研究専門委員会

委員長 茅 野 健

日 時 9月25日(月) 14時～17時

場 所 電気通信学会会議室(千代田区富士見町2の8, 国電飯田橋駅, 水道橋寄り改札口下車)

議 題 強制劣化試験

唐 津 一君(松下通信)

13. 航空電子機器研究専門委員会

委員長 岡 田 実

日 時 9月25日(月) 14時～17時

場 所 東京大学航空研究所 14号館図書室(目黒区駒場 856)

議 題 (1) The 3rd International Conference of Three Institutes of Navigation
at Düsseldorf の報告(航空部門) 岡 田 実君・丹 羽 登(東大航研)
(2) 同上(航海部門) 鯨 島 直 人君(東京商船大) 山 中 恒 夫君(東 芝)

14. 電子計算機研究専門委員会

委員長 後 藤 以 紀

日 時 9月27日(水) 14時～17時

場 所 東京大学工学部電気工学科輪講室(文京区本富士町 1)

議 題 (1) 大容量記憶の一索引法について 伊 吹 公 夫君(通 研)
(2) 制御用計器"YAC"について 東 昭君(鉄道技研)

15. 超音波研究専門委員会

委員長 能 本 乙 彦

日 時 9月28日(木) 13時～17時

場 所 防衛庁技術研究本部第5研究所(横須賀市川間字千代ヶ崎)

(当日 12時 30分に国電久里浜駅および京浜急行久里浜駅から臨時バスを
運転します)

議 題 (1) 潜水艦音および海中騒音の周波数分析
久 山 多 美 男君・菊 池 年 晃君(防衛大)
(2) 第5研究所における水中音響研究状況について

楡 井 清君(防衛庁, 技本, 5研)

16. 非直線理論研究専門委員会

委員長 高 木 純 一

日 時 9月29日(金) 14時～16時

場 所 電気通信学会会議室(千代田区富士見町 2の8, 国電飯田橋, 水道橋寄り改札口下車)

議 題 (1) 遅延線路のパラメータ励振 鈴 木 良 次君(東大・工)
(2) 自己整形性をもつパルス伝送 南 雲 仁 一君(東大・工)

17. 電波伝播研究専門委員会

委員長 上 田 弘 之

日 時 9月29日(金) 14時～17時

場 所 国際電信電話(株) 研究所会議室(目黒区三田 12の1, 国電恵比寿下車)

議 題 (1) Es 伝播試験結果について 木 名 瀬 亮君(NHK 技研)
(2) 海上における移動性ダクトとマイクロ波伝播 入 江 弘 巳君(電波研)

トランジスタ研究専門委員会シンポジウム期日変更について

トランジスタ研究専門委員会

委員長 岡 部 豊 比 古

本会誌5月号でお知らせしましたトランジスタ研究専門委員会の「高出力トランジスタと
トランジスタの許容電力損失」に関するシンポジウムは、9月開催予定の所、11月の本会
全国大会シンポジウムにふりかえる事に致しました。

昭和 37 年電気四学会連合大会講演募集

講演申込および原稿提出期限 35 年 12 月 11 日 (月)

昭和 37 年電気四学会連合大会は、37 年 4 月 3 日 (火) から 5 日 (木) まで東京早稲田大学において開催いたすこととなりました。ついては下記により一般講演を募集いたしますから、奮って応募されるよう希望します。

応募者の資格 四学会いずれかの会員 (准員および学生員を含む) に限る。ただし、連名の場合は、会員以外の者を含んでもよいが、講演者は、会員 (准員および学生員を含む) でなければならない。

講演内容 最近行なった研究および調査の報告、または成果をあげた新しい企画および試験結果の報告、新製品の紹介等で、学術的に価値ある未発表のものに限る。ただし内容が不適当であると認めたものは採扱しない。

応募上の制限 講演は 1 人 1 件に限る。(同一人が数件の応募論文に共著者として参加することはさしつかえないが、内容がきわめて類似したものを数件にわたって発表することは認めない)

講演時間 1 件 10 分以内、ただし相互に関係の深い講演はこれを一括して討論会形式とすることがある。

講演予稿 オフセット印刷により講演論文集を出版する。オフセット印刷は、講演者の提出された予稿をそのまま印刷の原版とするものであるから、原稿は「原稿の書き方」により所定の下原稿用紙に記載すること。原稿の書き方が不適当で印刷に支障ある場合は、採扱とすることがある。

講演参加費 400 円 (大会次第書、参加章、別刷 50 部を進呈する)。ただし、講演不採扱の場合は、参加費を返却する。

申込方法および申込期限 (a) 「講演申込用紙」「原稿用紙」「原稿の書き方」は申し出により交付する。郵送を要する場合は返送料として、1 件の場合は 20 円 (2 件以上の場合は 1 件増すごとに 10 円増) 郵便切手貼付のこと。

(b) 講演申込用紙に必要事項を記入し、原稿および講演参加費 400 円を添え、12 月 11 日 (月) 午後 5 時までに申し込むこと。(この時間後に到着したものは受理しない)

(注) 今回から、原稿は申込と同時に提出のことに改められたので特に留意せられたい。

申込および原稿送付先 東京都千代田区富士見町 2 の 8 電気通信学会

振替東京 35300 番 電話 (331) 7348・(301) 3231～5、

講演論文集の頒布および別刷の作成

(a) 講演論文集は、一般に頒布する。(自費で会費とする)

(b) 従来講演申込者には「申し込まれた予稿の掲載されている講演論文集 1 部」を進呈していたが、今回からこれを取止めることとしたので、分冊必要の向は予約申込をすること。

(c) 別刷は、上記のように講演者に 50 部を進呈するがそのほかに入用の場合は、100 部 - 1,000 円、200 部 - 1,100 円で注文に応ずるから、希望の向は、講演申込の際あわせて申し込むこと。

電気学会・電気通信学会・照明学会・テレビジョン学会

連合大会委員会

電気四学会北海道支部連合大会講演募集

日 時 昭和 36 年 10 月 26 日 (木), 27 日 (金) 午前 9 時半～午後 4 時半

会 場 札幌市民会館 (札幌市大通り西 1 丁目)

スケジュール 26 日午前・午後 一般講演

27 日 午前 特別講演, 午後 一般講演 午後 5 時より懇親会 (札幌テレビ塔ホール)

講演者 会員に限る。ただし北海道支部所属者に限らない。

講演内容 最近行なった研究, 計画および工事報告, 新製品の紹介等

講演予稿 タイプ印刷により予稿を発行する。予稿は 1 件につき本文 1,200 字以内 (400 字詰横書原稿用紙使用のこと) とし, 図面および表を入れる場合はその大きさに相当する字数を減ずること (大略 10 平方 cm の図表は約 60 字に相当) なお写真は掲載しない。

申込先 札幌市大通り西 1 丁目 NHK 技術部内, 電気四学会北海道支部連合大会実行委員会

申込期限 昭和 36 年 9 月 30 日 (土)

申込方法 演題, 著者氏名, 勤務先およびスライドの使用の有無を記し, 予稿原稿を添えて申込むこと

電気学会・電気通信学会・照明学会・テレビジョン学会

北海道支部

基礎研究に関する RCA 助成金について

RCA (ラジオ・コーポレーション・オブ・アメリカ) は, 昭和 36 年度に大学において物理学の基礎研究を行なっている科学者を対象に 3 件の研究題目に次の要項で助成金を提供します。この助成金は科学の分野で日米間の協力を密にし, 同時に日本における基礎研究をより盛んにするためです。

この助成金提供の対象は, 大学で研究している科学者で民間から研究補助を受けていない研究者であります。この助成金を受けても RCA に対して何の義務もありませんが, その研究の成果は, しかるべき科学誌に発表することを期待します。

募集要項 1. 助成金提供件数 1 件につき 50 万円

1 大学 1 件

計 3 件

1. 申込資格 固体物理学, 電子工学, および化学物理の分野において基礎研究を行なっている科学者。助成金申込者は, 申込に先立つて学長または学部長の承認を得て下さい。

3. 申込締切日 昭和 36 年 10 月 1 日

◎ 詳細は下記にお問合せ下さい

東京都千代田区内幸町 2 丁目 23 番地 飯野ビル 336 号室 RCA 基礎研究所

(所長 マーティン・シー・ステール)
(Dr. Martin C. Steele)

第 3 回原子力研究総合発表会

会 期 昭和 37 年 2 月 14 日 (水) ~ 17 日 (土) の 4 日間
 場 所 神 田 学 士 会 館 (大集会室, 北大食堂, 南大食堂, 中食堂)
 主 催 日本原子力学会, 電気学会, 電気通信学会, 第 24 学, 協会共同主催
 実施要領 (1) I 研究発表, II 討論会および III 招待および総合講演に分けて日程を編成する。

(2) 一般から募集するのは I 研究発表で, 未発表の研究論文に限り予報的なもの, 既発表に類似のもの, 項目外のものとは採らない。採否については論文選考委員会が決定する。

(3) 研究発表の時間は原則として 15 分以内 (討論 5 分, 計 20 分) とする

(4) II 討論会, III 招待および総合講演は運営委員会内の小委員会で企画立案する

(5) プログラムの編成については運営委員会がこれを決定する

(6) B-5 判オフセット印刷の「要旨集」を 2 月上旬に発行する。(予価 400 円)

分類番号	項 目
1	核燃料資源およびその採鉱
I 2	核燃料 (製造, 諸性質など)
研 3	原子炉材料 (製造, 諸性質, 放射線損傷など)
4	原子炉化学 (原子炉に関連する放射化学, 放射線化学およびその工学的問題)
究 5	超高温プラズマ
6	核物理 (中性子物理学, 核分裂反応, 加速器など)
発 7	炉物理 (中性子拡散減速, 原子炉理論, 臨界計算, 動特性)
8	原子炉計測, 制御
表 9	原子炉工学 (原子炉設計および装置工学, 機械工学としての諸問題連環を含む)
10	原子炉に関する土木, 建築, 造船学的問題
11	核燃料サイクル
12	放射線障害と健康管理 (保健物理に関連あるもの)
13	放射性廃棄物処理
14	原子炉の安全性 (災害解任とその対策, 環境調査などを含む)

研究発表申込方法

- (1) 研究発表希望者は, 運営委員会 (東京都港区三田 1-1 の 1, 原研内 Tel. 591-5489 日本原子力学会会付)宛申請は, 所定の研究発表申込書, 「要旨集」原稿用紙, 執筆規程を送ります。
- (2) 研究発表申込書の受付は, 10 月 14 日 ~ 10 月 28 日 (土) (期限厳守) です。
- (3) 「要旨集」原稿の提出は 11 月 18 日 (土) までに必着で願います。
 - 上記開催要領は予定誌最新号に掲載するため, 正式決定されたものではありませんので一部変更があるかも知れませんからご了承下さい。
 - 詳細のお問合せは, 運営委員会 (日本原子力学会会付) へお願いします。

電 気 工 学 年 報

昭 和 3 6 年 版

予 約 募 集

B5 判・700 ページ・上質紙使用

定 価 500 円

会員予約特価 400 円

(送料は右表による)

		送 料	
冊数		東京都内	地 方
1～3		80円	150円
4～8		100円	200円
9～13		150円	250円
14～20		200円	300円
21以上		実 費 請 求	

☐ 会員特価は、電気通信学会および照明学会会員にも適用します。

☐ 10 部以上を取りまとめて申込まれる場合は、予約特価の 1 割引。

☐ 会員予約特価の払込期日 10 月 10 日まで。(発行は 10 月中旬の予定)

電気工学年報 は、電気学会調査研究委員会の各技術委員会が電気工学および工業の全部門における進歩発達の状況を内外にわたり調査編集したもので、関係各位の必須の文献として広く利用されております。ここに昭和 35 年版以降の状況を集録し、36 年版を発行することといたしました。

製品紹介欄 は、日本の工業が生んだ製品を広く紹介し、内容の周知を図り、需用の便に供する目的を以て 27 年版よりこれを設けたもので、わが国製造業界の最新の製品を知りうる好個の資料として好評を博しているものであります。36 年版も、本邦の代表的メーカ数十社の製品を約 300 ページにわたり紹介、本文と表裏一体となって本年報の内容を一層豊富にしております。

廉価提供 本年報は、本文 400 ページ、製品紹介 300 ページ、上質紙使用の上製本であります。とくに広く普及する目的で会員予約特価 400 円の廉価としました。

—内容目次裏面参照—



東 京 都 千 代 田 区 有 楽 町 1 の 3

発 行 所 電 気 学 会

振 替 口 座 東 京 3 1 6 8

内 容 目 次

1 教育および研究

- 1 教育 2 研究 3 学会 4 特許

2 電気物理

- 1 応用数学 2 物性 3 放電 4 プラズマ 5 音響

3 電気計測

- 1 単位および標準 2 電気計器 3 需給計器
および計器用変成器 4 電気磁気測定 5 電気
応用計測

4 電子回路

- 1 正弦波回路 2 パルス回路 3 その他の回路
4 電子回路部品

5 電子装置

- 1 電子管材料 2 真空技術 3 放電管
4 送信管 5 受信管 6 マイクロ波管
7 光電管および電子増倍管 8 電子線管
9 電子顕微鏡 10 X線管 11 粒子加速装置
12 トランジスタ 13 半導体素子 14 パラメ
トリック増幅器

6 電気機器

- 1 同期機 2 誘導機 3 交流整流子機
4 直流機 5 水銀整流器・接触変流機・電力用半
導体整流器 6 変圧器 7 電力用コンデンサ
8 シャ断器・開閉器・ヒューズ 9 避雷器
10 磁気増幅器 11 配電盤・制御装置

7 電力

- 1 電気事業 2 電力系統 3 水力発電 4 火
力発電 5 特殊発電（風力・地熱・潮力） 6 変電
7 架空送電 8 地中送電 9 配電 10 電
力用通信 11 給電

8 電灯照明

- 1 照明の基礎 2 光源 3 照明器具
4 照明施設

9 電気鉄道

- 1 電気鉄道一般 2 電鉄用変電所 3 電車線路
4 電気車 5 信号 6 鉄道通信

10 電気通信

- 1 通信事業・統計・国際会議 2 通信理論
3 通信基準 4 音響・通話標準 5 電話機
6 交換方式・装置 7 電信方式・装置 8 伝達
方式・装置 9 通信用線路 10 超周波回路
11 空中線 12 電波伝播 13 無線通信方式・
装置 14 放送 15 通信用部品・材料
16 通信用電源 17 航法無線・レーダ

11 電気材料

- 1 金属材料 2 磁気材料 3 無機材料
4 有機材料 5 電気材料試験法

12 電線およびケーブル

- 1 裸電線 2 巻線 3 コム・プラスチック絶
縁電線ケーブル 4 電力用紙ケーブル 5 通信
ケーブル

13 電気化学・電熱

- 1 電池 2 水溶液電解 3 溶融塩電解
4 電熱化学 5 電解冶金 6 表面処理および
防食 7 電解用直流電源 8 誘電加熱
9 誘導加熱 10 アーク加熱 11 抵抗加熱
12 溶接 13 放電化学

14 電気応用

- 1 電力応用 2 一般電気応用

15 オートメーション

- 1 自動制御理論 2 制御技術の傾向
3 オートメーションの実現 4 変換器
5 アナログ・デジタル変換器 6 増幅装置
7 制御用演算装置 8 プロセス制御装置
9 サーボ用機器 10 遠隔測定および制御
11 電子計算機 12 アナログ計算機

16 原子力

- 1 原子力利用の概況 2 原子力 3 原子力工
学 4 原子動力 5 原子力機器 6 放射線計
測 7 放射線および放射性同位元素

製品紹介

電力用機器 産業用一般機器 原子力およびオー
トメーション機器 計測機器および試験装置
家庭電気用品 電線・ケーブル 通信機器 電
気材料

新製品

VOLCO 「スーパースタビライザー」 その他の展示会の御案内を申し上げます。

VOLCO

場所 都立産業会館（大手町）

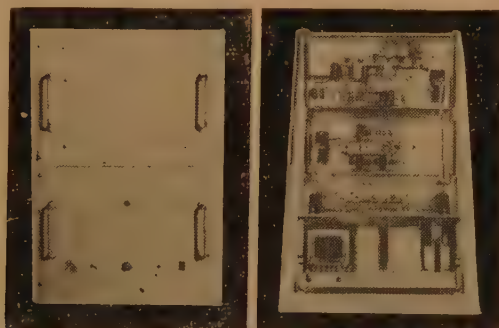
期日 9月26日（火曜日）

新年号で御約束申し上げました下記新製品を上記の通り発表展示いたします。クーポンにより入場券を9月15日までに御請求下さい。

1 VOLCO スーパースタビライザー

この製品は特殊な方法で定電圧、定位相、無歪の基準正弦波電圧を作り、この基準正弦波と出力電圧との差を高出力増幅器によって、60dBの帰還をしたものであります。

応答速度 100マイクロ秒以下（ミリ秒の間違いではありません）、安定度はドリフトを含めて 10^{-3} 、無歪率等の性能をもっております。この種の超高級電源で完全静止型のもは諸外国にも、まだその例のないものであります。100V、50%、200VAのものが展示されます。



2 機器メーカー用安定化 DC電源パック

極めて小型の全トランジスタ式 エキップメント組込用の安定化 DC電源パックです。6-8-10-12V / 2.5Aのものが展示されます。

性能は、ドリフト・温度特性も含めて現在最高の製品であります。光電比色計の光源電源用、トランジスタエキップメント用で、それ等のメーカーがその回路を社内製作されるより遥かに低価格で供給できる予定であります。高感度増幅器の直流点火にも好適と思います。

3 定電圧変圧器

2次側を数ボルトから数千ボルトまでの任意の電圧と電流の複数回路の組合せに製作できる定電圧変圧器で、容量は、16、25、40、63、100、160VA等であります。

これらのものゝいくつかの例を展示できる予定であります。

サービス代行店

関東甲信越地区 吉沢精機工業株式会社
本社 東京都文京区湯島新花町35
TEL. (921) 1042・7088. (929) 0289
営業所 長野市橋町20
TEL. 長野市 4601
新潟市下大川前石油企業会館内
TEL. 新潟 (3) 0603
中京地区 株式会社 朝日商會
名古屋市中村区梵王山通3-34
TEL. (73) 8147-9. 8140

関西地区 株式会社 三栄商会
大阪市北区東堀川町11
TEL. 大阪 (36) 2556-7
中国・四国・九州地区 新川電機株式会社
本店 広島市三川町1
TEL. 中 (2) 9147-9・9140
支店 高松市南鍛冶屋町4-18
TEL. 高松 (2) 7343
福岡市 中興堂町15
TEL. 福岡 (2) 0514 (3) 6344

日本電源機器株式会社

東京都墨田区寺島町5-130 電話 (611) 2461・2971
出張所 大阪市東区谷町1-7 電話 (94) 1140

電 気 通 信 学 会 雑 誌 第447号

第 44 卷 (昭和 36 年 8 月) 第 8 号

目 次

寄 書

論文作りの技術とその前提について.....正 員 実 吉 純 一 1155 (1)

論 文・資 料

時分割同時送受話の方式..... { 正 員 青 柳 健 次
正 員 宮 脇 一 男
正 員 曾 我 部 秀 1160 (6)
正 員 和 田 定 春

導体球列の後方散乱断面積.....正 員 熊 谷 信 昭 1166 (12)

短波用全波カーテン形空中線..... { 正 員 宮 憲 一
正 員 小 島 浜 男
正 員 栗 島 文 哉
正 員 黒 崎 義 雄 1173 (19)

無バイアス磁気録音の磁化機構..... { 正 員 熊 倉 尚
正 員 大 村 元
正 員 永 瀬 吉 一 雄 1179 (25)

エサキダイオードの放射線損傷効果.....正 員 古 川 吉 孝 1185 (31)

テレビジョンパルス AFC (同期) の解析.....正 員 三 井 信 雄 1191 (37)

エサキダイオード無安定マルチの解析.....正 員 岩 橋 栄 治 1199 (45)

マイクロ波分波器の伝送特性とその設計..... { 正 員 河 津 祐 元
正 員 菅 原 英 彦
正 員 石 井 秀 男 1207 (53)

飽和形磁気記録の再生過程に関する検討.....正 員 西 川 正 明 1216 (62)

ダイオードを用いた共振形パラメトリック増幅器の
励振電源変動の特性への影響.....正 員 磯 部 豊 作 1224 (70)

L バンド・レーダにおけるパラメトリック増幅器の
応用..... { 正 員 小 又 朝 男
正 員 山 岸 文 夫 1231 (77)

報 告 電気通信規格調査会, 同調査専門委員会業績報告.....1239 (85)

海外論文紹介 [海外論文抄訳 45 編].....1244 (90)

技 術 展 望

通信電力のための半導体とエネルギー変換技術.....正 員 熊 谷 伝 六 1273 (119)

ニ ュ ー ス.....1284 (130)

標準電波の偏差表..... 郵政省電波研究所 1286 (132)

採録決定論文名 (8 月編集会分)1286 (132)

本 会 記 事.....1287 (133)

最近の国内文献*1289 (135)

会 告 電気通信技術委員会研究専門委員会開催通知..... (前付)

「第 3 回原子力研究総合発表会」・「基礎研究に関する RCA 助成金」..... (")

電気四学会連合大会講演募集要項..... (")

電気四学会北海道支部連合大会講演募集要項..... (")

* 今月号から新しく「最近の国内文献」欄を設けましたので御利用下さい。 p 1289.

280 A 型 UHF Q METER

AUG. 1961



280A型 UHF Q METER

理経産業株式会社

(理経産業株式会社)

表紙写真説明

米岡 BOONTON RADIO 社の新製品 280 A 型 UHF Q メータは周波数 210 から 610 Mc における UHF 帯部品の RF 特性の測定用として、特別設計の発振器および Q 測定回路、共振指示器よりなる完全な装置である。本装置は 10 から 25,000 の Q 値を直読できるようにになっており、測定は Reference Plane に連結し、また内部キャパシタに共振させ、あるいはまた、外部の共振装置に同軸連結させることによって行なわれ、従来の Q メータに優れた改良を加えてある。

義雄哲成郎	友文英六	田熊島田村	広三小内木	会長
治基勲郎	達弼	村条谷	野二	副会長
義郎	一久	野井雄	染青	理事
義郎	浩	中	柳田	監事
潔寛郎	田西	柿香	田	庶務幹事
弘雅	西武	小	木	会計幹事
實博	口田	関相	猪	編集幹事
二男	瀨井	又	敏	調査幹事
美	登	宮	博	
	宇岡	都	登	

広告目次

1	理芝岩協和	表紙
2	芝岩協和	経産業
3	芝岩協和	電気測器
4	芝岩協和	通信機
5	芝岩協和	エレクトロニクス
6	芝岩協和	前付
7	芝岩協和	菱電
8	芝岩協和	立電
9	芝岩協和	東京芝浦電
10	芝岩協和	友電
11	芝岩協和	日立電
12	芝岩協和	東洋通電
13	芝岩協和	東電
14	芝岩協和	新日本電
15	芝岩協和	古河電
16	芝岩協和	八電
17	芝岩協和	昭和電
18	芝岩協和	新電
19	芝岩協和	ソニ
20	芝岩協和	関商
21	芝岩協和	関商
22	芝岩協和	タケダ
23	芝岩協和	タケダ
24	芝岩協和	三和電
25	芝岩協和	三和電

26	安藤	藤電
27	安藤	東京電
28	安藤	兼
29	安藤	コロン
30	安藤	丸
31	安藤	本通
32	安藤	日屋
33	安藤	中央電
34	安藤	伊藤
35	安藤	目黒
36	安藤	太陽
37	安藤	松下
38	安藤	日本
39	安藤	三和電
40	安藤	三和電
41	安藤	菊水
42	安藤	池上
43	安藤	朝日
44	安藤	モリ
45	安藤	ミツ
46	安藤	安中
47	安藤	タム
48	安藤	大日
49	安藤	共栄
50	安藤	武蔵
51	安藤	三港
52	安藤	北斗

53	理研	電研
54	理研	高見
55	理研	日立
56	理研	高砂
57	理研	高砂
58	理研	高砂
59	理研	高砂
60	理研	高砂
61	理研	高砂
62	理研	高砂
63	理研	高砂
64	理研	高砂
65	理研	高砂
66	理研	高砂

目次裏

1	理研	電研
2	理研	高見
3	理研	日立
4	理研	高砂
5	理研	高砂
6	理研	高砂
7	理研	高砂
8	理研	高砂
9	理研	高砂
10	理研	高砂
11	理研	高砂
12	理研	高砂
13	理研	高砂
14	理研	高砂
15	理研	高砂
16	理研	高砂
17	理研	高砂
18	理研	高砂
19	理研	高砂
20	理研	高砂

後付

1	安立	電無
2	安立	電無
3	安立	電無
4	安立	電無
5	安立	電無
6	安立	電無
7	安立	電無
8	安立	電無
9	安立	電無
10	安立	電無
11	安立	電無
12	安立	電無
13	安立	電無
14	安立	電無
15	安立	電無
16	安立	電無
17	安立	電無
18	安立	電無
19	安立	電無
20	安立	電無

エレクトロニクス ダイジェスト

有能な技術者の
現場参考誌

予約購読制
Y. 450

連載・好評のトレーニング・コースその他

第 33 集 小形ディジタル計算機の設計

1. 小形計数形電子計算機回路設計の現状……………(日 本 電 気) 出 川 雄二郎
2. 信頼性と設計……………(東大航空技研) 穂 坂 衛
3. 計算機設計……………(東 芝) 守 田 敬太郎
4. トランジスタを使用した計算機回路……………(日 本 電 気) 北 村 拓 郎
5. パラメトロンを使用した計算機回路……………(日 本 電 気) 山 本 淳 三
6. 小形計算機用記憶回路……………(富士通信機) 小 林 大 祐

《目で見る現場》

小形計算機の構成……………(北辰電機) 豊 沢 弘 毅

《技術評論》

最近の超音波応用技術について

……………(小林理学研究所) 能 本 乙 彦

《トップニュース》

高感度磁気増幅器……………(大阪大学) 桜 井 良 文

《連 載》

レーダ講座……………(防衛庁陸幕) 松 原 茂

《トレーニングコース》

誘電体線路および共振器の理論と応用

……………(都立大) 小笠原直幸

エサキダイオード増幅器の問題点

……………(NHK 技研) 中野朝安, 稲見和夫

レーダ断面積の測定法について

……………(大阪大) 熊谷三郎, (近畿大) 松尾 優

計数放電管の正しい使い方…(日本電気) 小林 春洋

(株) エレクトロニクスダイジェスト

(振替) 東京 8184 千代田区富士見町 2 の 8 雄山開ビル
電話(301)3231代(331)5624(332)5601

電子工学ハンドブック

阪大教授・工学博士

熊 谷 三 郎 編

A 5 判 712 頁

図版 1400 上製本

価 2,000 円

送料 100 円

《内容見本進呈》

電子工学, 通信工学専攻者はもちろん, 工学・理学・医学の技術者ならびに学生を対象として, エレクトロニクスの基礎から電子計算機, 工業用電子装置, 医用電子装置にわたり最新の成果を盛りこんで系統的に詳しく解説した技術必携 [内容] 1 編 気体エレクトロニクスの基礎 2 編 電子管 3 編 固体エレクトロニクス 4 編 電子回路 5 編 電子計測および制御 6 編 電子計算機 7 編 工業用電子装置 (高周波, 超音波, 放電, 放射線用, 半導体応用, 自動機械用, 照明, 電熱, 溶接制御, 電力用電子装置) 8 編 医用電子装置

電 子 工 学 自 動 制 御

名大教授
理学博士

榊 米 一 郎 編

電気専攻以外の工学, 医学, 原子力, 自動制御, 計算機関係の技術者を対象として, エレクトロニクスの入門, 解説を目的として著わされた。初歩的な知識の羅列に終ることなく, 基礎知識とその展開, 応用が充分できるよう解説。★A 5 判 450 頁 価 1,350 円 ㊦90

古 賀 豊 城 編

価 450 円 ㊦90

フィスター

ディジタル計算機の論理設計

尾 崎 弘 訳

価 1,350 円 ㊦90

目 工
録 学
進 進
呈 書

朝 倉 書 店

東京都新宿区東五軒町・振替東京 8673 番

寄 書

UDC 001.81

論文作りの技術とその前提について*

正 員 実 吉 純 一

(東京工業大学精密工学研究所)

米国物理学協会が編集した Style Manual と称する寄稿のしおりに類するパンフレットを入手したが、その中に Preparation of a Scientific Paper という章があり、科学論文として望ましいよい論文を作る技術が具体的に書かれていた。これに興味を感じて当研究所の談話会で紹介したところ、本会誌にそのような記事を是非投稿せよということになった。筆者自身約 10 年前に電気学会の編集理事として、学会誌論文が読まれるようになることに苦心し、寄稿のしおりを改訂執筆したこともあるので、筆者の見解も合わせて投稿することにした。

1. 問題の所在

学会誌での論文発表が会員大衆の経済的負担で行なわれていながら、多くの会員には論文がほとんど読まれないということは、数十年来の問題であるのに、大して進歩が見られないところに問題があると考え⁽¹⁾。つまり、問題の所在を分析して公開し、多くの人が改善の方法を討議し、それを実行して再検討するなどの順序で、次第に進歩するという科学的方法が何故採用できないのかと思う。

学会誌に論文以外の各種記事を多くして興味あるものにすることは、かなり努力されて進歩したと思われるが、編集者が片手間で奉仕している限りそれには限界があって、商業誌の編集者とその面に対抗することは無理である。学会誌の形態や編集組織が従来の形を続ける限り、論文そのものが多くの会員に興味をもって読まれ読者に何かの利益を与えるように努力することが、正しい方向であると考え。

しかし論文については編集者は受け味であって、良い論文原稿を獲得するためには、執筆者の努力を期待す

る他はない。それで問題解決の方法を、(1) 執筆者に読みやすい論文を作るために努力しようと決心してもらうこと、(2) 決心したらそれが実行できるような便宜が得られること、の 2 段に分けて考えることにしよう。本会誌の論文執筆者には立派で読みやすい論文を書かれるベテランも多いが、その人達のような長年の修業や恵まれた才能によらないで、誰でも論文書きが速く上達できるような科学的方法はないかというのがこの筆者の趣意である。

2. 読まれやすい論文の効果について

いささか説教めいて恐縮だが、研究結果を論文にして雑誌に公開し、世界中の誰にでも読めるようにするという習慣は、多くの人の努力の結果を蓄積して人類の文化を高め、多くの人がより良い生活ができるようにしたいという精神の産物だと考えられる。特に協力とうたわないでも、先人のやったことを誰もが利用できるのは、人類的規模の立派な協力研究であって、努力の結果をとにかく秘伝にしたがる東洋的精神とは相反する行き方である。誰も知らなかったこと、誰もできなかったことを最初に発表した著者への賞讃と感謝が priority 尊重となり、優れた業績発表への感謝と評価によって本人が栄誉とさらに研究を進める便宜を得るなどのことは、むしろ結果として考えるべきで、それらが発表者の優先的動機であると、事態が混乱するよう思われる。

現実問題としては、このような動機は研究を進めるための大きな原動力であって無視することはできない。しかし利己的動機が優先し、読者を無視した論文が多くなれば、学会の会員という同情ある読者でも文句を言いたくなる。

営利会社の研究の場合、会社の投資の成果であり財産と見るべき研究結果をなぜ公開するのかという問題については、会社は公開させない権利を持つが、ある程度公開するのはやはり人類と社会の文化へ貢献したことへの賞讃と会社の能力を高く評価されることの利

* On the Technique for Preparation of Papers and Necessary Preliminaries. By JUN-ICHI SANEYOSHI, Member (Research Lab. of Precision Machinery and Electronics, Tokyo Institute of Technology, Tokyo). [論文番号 3379]

益と、秘密にしておくことの利益とのバランスと考えてよからう。国立または公立の研究機関の研究者は、原則として研究結果を公開して、間接的に研究費一切を負担する納税者に帰還する義務がある。

いずれにしても研究発表の場合、相手かまわず発表しては能率が悪いから、役に立ててくれそうな相手を会員に持つ適当な学会を選定して投稿するのである。また適切な発表が終わるまでは研究の仕事は済まないのであって、結果をまとめもしないで死蔵することは研究を職業とする者には許されない。

そこで研究発表の費用も研究費の一部という考え方も成り立つ。現に各研究機関の自己負担の機関誌に論文発表することも盛んに行なわれている。しかし論文を利用する読者側にとっては機関誌が無数に存在することは不便でやり切れない。論文数が激増するのは世界的傾向であるが、限られた数の有力な学会雑誌に信用のできる読み易い論文が載っていることが読者としては望ましい。研究者数が増し、研究費が増大するのに、発表費用だけは学会員個人のポケットマネーに依存する旧来の方が今後も成立つかどうか、これは検討を要する問題である。

会員が論文を読む場面を考えると、自分の専門と同じ専門の論文は、どんなに読みづらくても無理をしても読むことであろう。しかし教養としてかなり広い専門分野の勉強をしたい人、仕事の専門範囲の広がった管理者・指導者、あるいは独創的な研究をするために専門外からヒントを拾いたい人などは、できるだけ広い専門範囲の多くの論文をなるべく速く一応理解したいのである。このような人は、興味のありそうな論文と思っても、必要以上に難解で不親切な論文であれば結局は読めないことになる。折角努力した論文が多くの人に読んでもらえないのは、社会的損失であるばかりでなく、執筆者本人の意図にも反するはずである。

ここに述べたような専門外の論文でも理解したいという希望は、今後はむしろ大いに尊重されるべきことと思う。専門外のことは知らなくてもよろしい、理解できないのは当然だという思想がかかなり強いように思われるが、そのため専門がちがうと話し合いもできず、大きな技術計画の場合担当者が主要専門から外れた技術面で至って非科学的な処理を行なって失敗したり、新製品で専門外のいわゆるつまらない故障に悩まされたりする例が多い。また新しい技術というものは、異なる専門分野の成果の組み合わせが予想外の大きな価値を生んだという場合が多いが、わが国ではそのような

着想が生まれなくて、外国の新技术を見て感心して追いかけてまわす例が多いのも、この狭い専門家根性によるものと考ええる。

しかし論文を書く場合、専門外の読者に始めから終りまで完全に理解させようとかかっても無理である。だが全部を理解できなくとも大すじがわかり、その研究の前提と結果とその有効な範囲などを知れば大体充分なのである。しかしそれが可能であるためには、筆者と読者との間に何か共通なセンスというべきものが必要である。この共通なセンスは一朝一夕には高められるものではないが、大体において科学的センスということであって、見掛けは全くちがったような現象でも共通な法則を見付け出しそれによってなるべく簡単により深く理解したいという科学思想によって磨かれた知識と感覚である。これをエンジニアに強調しようというのが engineering science の教育であろう。

論文を作るとき、自分の仕事をこのセンスで見直し、特殊な専門語を説明抜きで振りまわすことをやめ、序論と結論とを充分注意して書けば、専門外の人にも意外に理解されるものになり、思わぬ方面から役に立つたと喜ばれたりするものである。

数ある論文の中には、自分よりえらい人に分ってもらえさえすればよいという書き方らしいものもある。しかし研究が終わったときには、それが価値ある研究であればその問題に関しては御本人よりよく知っているえらい人は世界中にないはずである。また、論文というものはそのときの最高レベルの仕事を後世に残すためだ、読みやすく書くなどに苦労するひまがあったらつぎの仕事をやれという考え方もある。それももっともで、書くのに凝りすぎるのも程度問題である。しかし、読まれやすい論文を書いて発表の目的を有効に果しながら、それに手回ひまをなるべくかけないための、論文作製術の虎の巻、あるいはそれを進歩させるために論文作製学があってもよさそうである。そのような単行本もあるが、厚手の本ではそれを勉強する篤志家は少なくなる。

3. 論文作りのガイド

どこの学会にも寄稿のしおりに類したパンフレットがあり、体裁・字句その他印刷事務のために必要なことはよく書いてあっても、こゝで問題にした読まれやすい論文にするためのガイドについては不十分なように思われる。かつて電気学会の編集幹事長であったとき、寄稿のしおりを改訂するのにアメリカ電気学会

(A.I.E.E.) の “Information to Authors” を調べたら、その表紙裏に REMEMBER READERS と赤字で大きく印刷してあった。これに力を得て特に一章を加え、読まれやすくするためのガイドを書いたが、これとても編集委員会が審議して呉れないまゝに急いで印刷してしまったので不十分であった。

今年入手した American Institute of Physics (AIP) の Style Manual 1959 版は、AIP で集中的に編集発行している 12 種の物理学関係加盟学会誌のための共通の寄稿のしおりであって、初版は 1951 年、改訂のために委員会を設けて第 2 版を出したとある。約 50 ページのうち編集事務や印刷技術に関係したことが大部分で、アメリカ式に能率良くさばくために周到を極めているが、それよりも第 1 章 (約 6 ページ) がこの筆者の待望したものであった。それを全訳してお目にかかけようとも考えたが、工学と物理学との相違もあるし、また本会誌編集に責任ある立場にあるわけでもないの、以下にその要旨を御紹介することにした。

科学論文の作り方

執筆前の準備

(1) 問題の分析 書く前につぎのことを考えよ。

(a) 自分はこの論文でどんな information を伝えたいのか。(b) どんな読者グループのために書くのか。(c) その人達にはどんな予備知識があるか。(d) a の information を b の読者に伝えるのに、材料をどんな順序にならべたら最も論理的か。

(2) 執筆の案内となる詳細なアウトラインを作る

これには強調したいことをよく反映させる。始めにはできるだけ多くの小項目で挙げておいて、あとで統合・削除するのがよい。書き始めればかなりの程度に修正されるものであるが、それでもこれを作ることはやはり有効である。

(3) 表と図の準備 あることを表現するのに、表・図・写真・文章のどれによるのが最も適切かを考えよ。

(4) Sit and think これまでの段階で、可能なやり方をいくつも比較対照してよく考えよ。

序論・序言

短かい論文では短かくし、特に章を設けて銘を打たなくてもよいが、序言的なパラグラフは必要である。その最初の書き出しは、その論文に対する読者の態度を決定させるから、かなり時間をかけ注意を払う価値がある。序論は著者と読者の予備会談のようなもので

ある。

(1) 序論の中でのなるべく早く正確な主題 (precise subject) を明らかにせよ。その前に歴史的展望・用語の定義・付随的なデータなどを書くが、それらの必要の程度は読者の予備知識の多少によってちがうから、その長さは適当に判断すればよいが、主題を理解させるに充分な最少限に止める。

(2) その論文で扱う事柄の範囲を示せ。問題のどのような面であるか、取扱ったパラメタの範囲、また実験的か理論的かなどを。

(3) 論文の目的 (purpose) を述べよ。似たような問題を扱った他の論文とどこがちがうのか。およそまともな科学論文なら、そういうねらいははっきりしているはず。本論に入る前に論文の point of view と emphasis を明らかにし、読者が論文に期待すべきものを誤らないようにする。

(4) 論文の構成を示せ。短い論文なら不要だが、長い場合には、読者の期待する情報がどの辺にあるかがわかるために、序論の最後に簡単に示しておく。

これ以外に序論・序言に付加すべきことは、それぞれの論文によってちがう。また最近の傾向では序論・序言の終わりに結論または勧告 (報告書に類する場合) を簡単に付けておく。もちろん論文の終わりにそれをあらためて正確に書く。

論文の主体

主体 (main body, 本論) は、それがあってこそその論文が公刊される理由があるといえるものである。それはすでに作ったアウトラインと照合しながら後記の一般的基本ルールにしたがって書く。終わったらつぎの質問を自問し、不十分なら第 1 稿を修正する。

(1) この主体は完全か。自分の言いたい message を伝達するのに必要な information のすべてを含んでいるか。

(2) 必要以外のことは書いてないか。

(3) 最も重要な idea を適正に強調し、それほどでないことは適当に扱ってあるか。

(4) 書かれた事柄の展開のし方は論理的か。読者に gap や非連続を感じさせないか。

(5) 材料は可能な限り定量的に示されているか。

(6) グラフ・チャート・ダイアグラム・写真の使い方は最良か。そのデザインはどうか。

(7) 書いてある事実は結論を支持するのに適当か。

付 録

付録にまわすのは、(a) 論文を完全にするために

は必要だが、主体に入れると整然さや論理のすじ道を乱すような事項、(b) その道の専門家には必要だが、一般読者は読まないようなこと。

終 末 部

科学論文の concluding paragraph (s) の役割は、(a) 総括、(b) 結論、(c) 勧告、(d) graceful termination である。このうちのどれか一つ、あるいはいくつかの組合わせとする。

(1) 総括 記述的 (informative) な論文では結論は出せないから総括が主であってよい。総括の場合は

i) 主体中の重要な情報を総括することによって適正に強調すること、ii) 主体に書いてないことをこの総括で始めて出してはいけない。アブストラクトとちがって総括は主体と切放されて印刷されることはないから、総括だけ読んだのでは理解できない書き方でもよい。

(2) 結論 これは“本文中に出された証拠に基づいて到達した確信”と定義される。結論を書いたらつぎのことを確かめる。i) 証拠に基づかない見解や推定が含まれていないか、ii) 序言・序論で読者に約束したことを果しているか。なお始めに結論を簡単に示した場合でも、それを正確に表現することは主体と終末部で行なう。

(3) 勧告 技術的報告書には勧告を書くが、科学論文では書かないことが多い。注意すべきことは結論と同様。

(4) Graceful termination (これは訳語もなく、原文にもそれが何であるかをはっきり示していないが、論文のしめくゝりとして読者にあいさつをするようなことであるらしい。) この書き方は個々の論文でちがうから一般的な規則はきめられないが、こゝで前に出しておくべき情報や、基礎固めしてない結論を出さないように注意すべきである。

謝 辞

謝辞というものは、論理的には結論の一部ではない。だから別に標題を設けて書く。費用についての謝辞は論文題名の脚注として書くのが習慣である。

論文題名の最終決定

仮りの題名は早く定まっても、原稿が完成してから最終決定する。題名は短く簡明なのがよいという要求と、その論文の内容を限定して他論文とちがうところをはっきりすべしという二つの要求があって両立させるのはむずかしい。最終決定にあたっては、長短

各種の題名を作って、最適の妥協案を探す他はない。

一般的基本ルール

(1) 平明に 科学的情報の媒体となる文章は、単純な平叙文またはそれに近いものがよい。複雑な曲りくねった文体は避けること。

(2) 簡潔に ばく然とした不明確な表現は避け、素材の許す限り定量的に書く。idle word がなく、すべての語がそれぞれ役割を持つように。

(3) 完全に 読者は著者と同じだけの予備知識を持っているはずはない。著者にとっては完全に連続的なストーリーであっても、読者は重大な非連続や非論理的なつながりを見出すものであることに注意。しかし読者にとって必要でないと判断されることを省くことも重要。

(4) Symbols 論文中の記号は明らかに標準的なもの以外はすべて定義し、一貫して使うこと。

(5) 要するに 執筆中常に読者の立場になって見ることを心掛ける。

最後に、第1稿の完成後数日間寝かせておいて、注意深く読み直し、前記の諸事項と照し合わせて再検討する。しかしそれらを守れない場合確かな理由があれば差しつかえない。そのあとで、1人か2人の同僚（自分よりその問題についてエキスパートでない人）を頼んで、原稿の完全さ、明りょうさ、論理的展開、読みやすさを批判しながら読んでもらう。

さらに覚えておく価値のあることは、科学論文の大部分の読者は、論文の方法や結果の大体の idea をすくい取るもので、かれらは梗概と序言を読み、表と図をサラッと見て、終末部を読むということである。その目的は、将来その論文を熟読する必要があるか、自分の研究発表に参照すべきものかどうかを早く知ること、そのことは合理的である。だからそれに適すよう、図や表はその題と注解と合わせて見れば大体了解できるよう、またそこにある記号などは本文中を探しまわる苦勞をしないですむように注意すべきである。

アブストラクト

論文に付属するアブストラクトは、論文中の主要な事実と結論を総括し、重点のおき方も代表すべきものである。あとでアブストラクト雑誌に切放されて掲載されるものだから、それ自体だけで本文を見ないでも了解可能であり、完結したものであるべきである。読者はその問題についてある程度の知識はあるが、その

論文特有の treatment は知らないと思なして書く。

アブストラクトの内容については、

- (1) その始めに、論文で扱った subject と論文の目的を示せ。
- (2) 取扱いの方法を、包括的・徹底的・予備的・実験的・理論的などの言葉で示せ。
- (3) 新らしく観測された事実、実験的あるいは理論的の発見、結論その他特徴的なことを総括する。そしてできるだけ量的に表現する。たとえば“断面積が測定された”よりも“断面積は $6.25 \pm 0.02 \text{ cm}^2$ であった”がよい。
- (4) スペースが許せば、論文中の新しい量的のデータを示せ。
- (5) 論文中の新しい実験データを得た方法を示せ。方法も新しければ、その基礎原理・動作範囲・得られた精度なども。
- (6) 表・図・予備的事項・記述的な細部・例・番号付の式・脚注はアブストラクトには含ませない。
- (7) 論文が系列のものであれば、関係ある前の論文を示す。
- (8) パラグラフの数は少ないのがよい。なるべく一つのパラグラフにする。
- (9) 読者は、アブストラクトによって本体を読むか読まないかを決定し、あるいはアブストラクトを本論文の代用にする。だからアブストラクトの執筆には本文と同等の注意を払う価値がある。
- (10) 略語は、その方面の専門家に充分よく知られたもの以外は、最初に使うとき分るようにしておく。
- (11) 本文の中にある章・図・表を番号だけで参照してはいけない。(あとで独立して印刷されるから)
- (12) アブストラクトの長さは、本論文の4-6%がよい。この割合は短かい論文では大きく、長い論文は小さくなる。

(13) アブストラクトの第1稿は、それが短くても長くても、余計な句や語があるどうかを考えて、簡潔にする努力をする。

(14) アブストラクトも本文と同じく、同僚に見てもらい、完全さ、強調の適正さ客観性の観点から批判を受けて改善する。

4. む す び

以上で紹介を終わるが、これだけでも読んで役に立てて下さる会員は少なくないと思う。しかしこれは AIP が加盟物理関係諸学会の会員のために作って配布したもので、本会用ではないから本会の“寄稿のしおり”と両立しないところは後者にしたがっていただきたい。また論文というものは一つ一つちがうものであるから、書き方も一律にしるべきものではない。だからガイドはどこまでも参考資料である。しかし能率良い論文作りのために経験を積上げた定石のようなものがあつたほうが有難い。そしてそれが次第に改良され進歩していくのが科学的であると言いたい。

本会編集陣にお願いしたいのは、本会の現状に適した親切で要領のよいガイドを作ること、そして論文を書きたい会員はいつでもすぐそれを入手できるように周知サービスを工夫していただきたい、ということである。また論文を書く会員には、論文書きは研究の一部分の仕事として相当の労力を費やすべきものであり、またそれだけの効果があるという筆者の意見に対して討論をお願いする。最後に本稿そのものが充分読みやすくまた論理的に書けたとは筆者自身思っていないが、論文ではないからお許し願いたいと特に付け加えさせていただく。

文 献

- (1) 実吉：“編修と進歩”，電学誌，72，707，p. 411，(昭和27-08)。

読まれ易い論文を書くための特集

従来から本会誌の論文が難解であるとの意見が聴かれており、今回の世論調査(本年9月号掲載予定)でこれからはっきり統計の上にあられて参りましたので、編集室ではこれに対し読まれ易い論文を書くためのキャンペーンを起すことに致しました。ここにあげるものはその第1号で、以下下記の順序で掲載する予定です。これに対し会員諸兄の御意見を編集室あて積極的に御投稿願いたいと存じます。

- | | |
|------|----------------|
| 8月号 | 論文の書き方の技術と前提 |
| 9月号 | 世論調査の結果について |
| 10月号 | 編集長のことば、寄稿のしおり |
| 11月号 | 読まれ易い論文を書くために |

編 集 室

論文・資料

UDC 621.396.2 : 621.396.61 : 621.396.62

時分割同時送受話の方式*

正員 青柳健次 正員 宮脇一男 正員 曾我部秀一 正員 和田定春

(大阪大学工学部)

要約 送受に同じ搬送周波数の断続 FM 波を用いて時分割的に交信する時分割同時送受話の方式について、理論的・実験的に検討した結果について述べてある。そのおもな特徴は、(i) 音声による変調を FM にし、(ii) 受信側で到来断続波を標本化して受信し、(iii) 変形比率検波器で復調することである。(i) によって、特別な同期信号を付加しなくても同期がとれるので装置が簡単になるとともに、占有帯域幅の増大が防がれ、(ii) によって、占有帯域幅を最小にするような断続 FM 波を発射しても局間距離に無関係に常に同時送受話が可能になるとともに雑音が減じて S/N が高まり、(iii) によって、 S/N が高まるとともに無信号時の雑音が抑圧されてスケルチ回路が不要になる。

1. 序 言

送話と受話が同時に行なえることは、通話品質が良好なこととともに、情報の交換を円滑にするための重要な因子である。緊急通信ではとくにそうである。

送信周波数と受信周波数を別にすれば同時送受話できるのは当然で、これを周波数分割方式の同時送受話と呼ぶ。これと対照的なのは、送受に同じ搬送周波数を用いて時間的に交互に同時送受話する方式で、これを時分割方式の同時送受話と呼ぶことにする。

プレストーク方式や VODAS 方式は、時分割的に交信する方式ではあるが、同時送受話はできない。一方、発射電波が断続される PXM-AM 方式は、自局の電波が停止している期間に対局からの断続電波が到来するように両局電波の断続の周期・幅・位相を調整することによって、時分割同時送受話の可能性をもつが、占有帯域幅と同期の点で実用性が少ない。

筆者らは、標本化受信と呼ぶ受信法を採用することによって占有帯域幅の増大を防ぐ(周波数分割方式と同程度またはそれ以下となる)とともに雑音を減じ、音声による変調を FM にすることによって同期信号を必要としないような時分割同時送受話の方式(断続 FM 標本化受信時分割同時送受話方式と呼び、以下、本方式と略称する)を考案し、試作装置によって実験を行なったところ、通話品質・動作信頼度・経済性などについてほぼ満足な結果が得られた。

ここに、本方式の原理および特徴、回線の構成、試作装置および実験結果の概要について述べる。

2. 本方式の原理と回線の構成

一方の局を主局と呼び、他方を従局と呼ぶ。

主局では、周知の標本化定理によって定まる標本化周波数をくり返し周波数 f_s とする適当な衝撃比 r_s のパルス(送信機制御パルス: TCP)を送信機に加え、音声によって FM された FM 波を断続して、断続 FM 波(IFM 波)を発射する。IFM 波の包絡線波形は音声波形に無関係に一定であるから、従局の受信機に AM 復調器をつけておけば、その出力として、主局の TCP に同期したパルス列が得られる。従局では、このパルス列を同期パルス(SP)として、これに同期した TCP を発生して、主局と同様に IFM 波を発射する。こうすれば特別な同期信号をそう入しなくて済む。主局には SP したがって AM 復調器は不要である。なお、両局とも自局の強い電波による障害を除くために、TCP と逆位相のパルス(受信機制御パルス: RCP)を受信機の高周波段に加える。以上のようにし、かつ、両局で到来波と発射波が時間的に重ならないように、両局の TCP の r_s と従局のその位相とを調整すれば、原理的には同時送受話が可能であるが、両電波が全然重ならないようにするには r_s をかなり小さくせねばならず、これでは占有帯域 B が大きくなって非実用的である。(次節参照)

ところで、到来波を全期間にわたって利用しなくても、その 1 部分を周期的に抽出しても受信はできる。そこで、SP に同期した小さい衝撃比 r_s のパルス(受信標本化パルス: RSP)を受信機(のリミッタ段)に

* A Time-divided, Simultaneously Transmitting and-Receiving System. By KENJI AOYAGI, KAZUO MIYAWAKI, SHUICHI SOGABE and SADA HARU WADA, Members (Faculty of Engineering, Osaka University, Osaka). [論文番号 3380]

加えて到来波を標本化する。こうすれば、到来波だけが存在する期間が受信に必要な最短時間 T_m 以上ありさえすれば、両電波が部分的に重なっていても同時送受話でき、次節で述べるように、 B が最小となる $r_c=1/2$ を採用してもよいことになる。

この到来波を抽出して受信することを標本化受信と呼び、これが本方式の特色で、これによって始めて時分割同時送受話が実用的になる。なお、この標本化受信には、雑音を減じて S/N を高める効果もある。標本化しないと両電波とも存在しない期間の全雑音が出力に現われるが、標本化するとこの期間の外來雑音と大部分の内部雑音は出力に現われない、からである。同様な理由によって、無入力時の雑音も減少する。

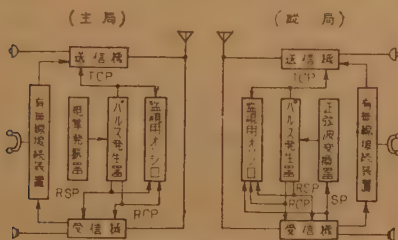


図1 端局装置ブロック線図
Fig. 1—Block diagram of both station.

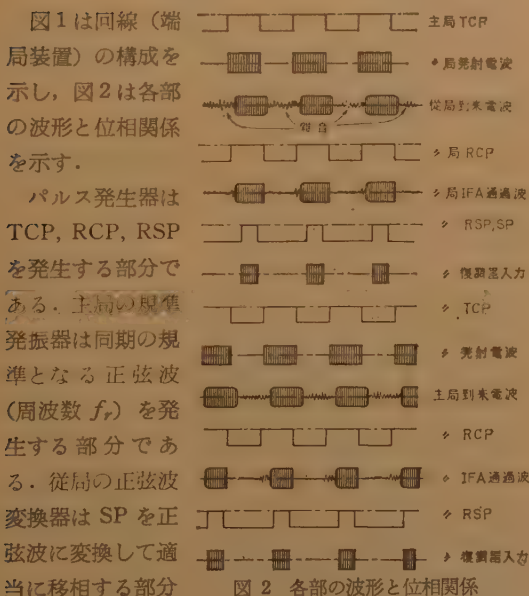


図2 各部の波形と位相関係
Fig. 2—Waveforms and phase relations.

である。従局の各種パルスは局間距離 D に応じて位相を調整する必要があるが、パルス波を連続的に円滑に移相するのは困難であるから、SPを1度正弦波に変換してから移相し、再度パルス波形を発生する方がよい。また、こう

すれば、両局とも同じパルス発生器が使える、互換性が多くなる。監視用オシロは各種パルスの波形や位相関係を監視するための多現象オシロであるが、固定局間の通話の場合のように再調整の必要がなければ備えなくてもよい。有無線接続装置は本無線回線と通常の電話回線とを接続して有無線混合系で同時送受話できるようにするための装置である。空中線はRCPの効果により、送受共用でもよい。

3. 若干の理論的考察

3.1 IFM波の占有帯域幅 B

IFM波は連続FM波(CFM波)をくり返し周波数 f_r 、衝撃比 r で断続したものまたは断続搬送波をFMしたものと考えられるから、簡単な計算によって

$$B=2Mf_r+B_{FM} \quad (1)$$

が得られる。ここに、 B_{FM} はCFM波の占有帯域幅であり、 M は断続搬送波の無視できない側波の最高次数を表わす。 M は r の関数で、 $r=1/2$ のとき最小で、 r が0または1に近いほど大になる。第 m 次側波の振幅は $\sin r m \pi / (m \pi)$ であるが、 $\sin (1-r) m \pi = (-1)^{m+1} \times \sin r m \pi$ が成り立つからである。

3.2 発射波と到来波が重ならないための条件

両局間の伝ぱん時間を T_p 、従局における到来波の波頭と発射波のそれとの間の時間遅れを T_d とし、 T_d は0から T_r まで連続的に任意に変えられるとする。

$$\text{従局において両電波が重ならないための条件は} \quad r T_r \leq T_d \leq (1-r) T_r \quad (2)$$

であり、主局で両電波が重ならないための条件は

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{k}{2} \leq \frac{T_p}{T_r} \leq \frac{2k+1}{4} \text{ ならば} \\ 2T_p + T_d \leq (1-r) T_r \end{array} \right. \quad (3)_1$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{2k+1}{4} \leq \frac{T_p}{T_r} \leq \frac{k+1}{2} \text{ ならば} \\ 2T_p + T_d \geq (1+r) T_r \end{array} \right. \quad (3)_2$$

である。(2)、(3) から、 r に対する制限条件は

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{k}{2} \leq \frac{T_p}{T_r} \leq \frac{2k+1}{4} \text{ ならば } r \leq \frac{k+1}{2} - \frac{T_p}{T_r} \end{array} \right. \quad (4)_1$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{2k+1}{4} \leq \frac{T_p}{T_r} \leq \frac{k+1}{2} \text{ ならば } r \leq \frac{T_p}{T_r} - \frac{k}{2} \end{array} \right. \quad (4)_2$$

となる。したがって、 T_p にかかわらず常に両局で両電波が重ならないようにするには $r \leq 1/4$ とせねばならない、ことがわかる。

3.3 標本化受信を行なう場合の r の許容範囲

つぎの3つの仮定をおく。(i) 発射波の衝撃比 r_t 、

到来波のそれ r_r はともに TCP の衝撃比 r_c に等しい (伝ばん中の波形ひずみは無視できる). (ii) 到来波の前後縁とも T_c の期間には受信できない (この部分で受信すると, 振幅や位相が変動するので, 雑音やひずみが多くなり, また, 不安定である). (iii) 各種パルスの位相は 0° から 360° まで連続的に任意に調整できる.

まず, 少なくとも次式が成り立たねばならない.

$$(1-r_c)T_r \geq T_m \quad (5)$$

さらに, 従局において同時送受話できるためには

$$T_m + T_c \leq T_d \leq T_r - (T_m + T_c) \quad (6)$$

が成り立たねばならず, また, 主局において同時送受話できるためには次式が成り立たねばならない.

$$2T_p + T_d \leq T_r - (T_m + T_c) \quad (7)_1$$

または

$$2T_p + T_d \geq T_r + (T_m + T_c) \quad (7)_2$$

T_p にかかわらず常に同時送受話できるためには (6), (7)₁ 両式を満足する T_p の最大値が (6), (7)₂ 両式を満足する T_p の最小値より小さくないことが必要である. すなわち, 次式が成り立たねばならない.

$$T_r \geq 4(T_m + T_c) \quad (8)$$

(5), (8) 両式から

$$r_c T_r \leq 3(T_m + T_c) \quad (9)$$

となり, したがって, r_c の許容最大値 r_{CM} は

$$r_{CM} = (3T_m + 4T_c) / (4T_m + 4T_c) \quad (10)$$

となる. これから明らかなように, T_m や T_c にかかわらず常に $r_{CM} > 1/2$ である.

3.1, 3.3 から, 標本化受信を行なう場合には, 常に $r_c = 1/2$ にとって B を最小にすることができる.

4. 試作端局装置の概要

実験的に検討するため端局装置を試作した. 設計上考慮したのはつぎの3点である. (i) 通話品質を害しない範囲で, できるだけ B を小さくする. (ii) 動作信頼度を害しない範囲で, できるだけ簡易 (経済的) にする. (iii) 移動通信にも使えるように, 調整範囲に余裕をもたせる.

B は $r_c f_r f_M$ (最大周波数偏移) に依存するので, これらの値の決定は重要である. まず, r は $1/2$ とした. このとき M は 5 となるから, 通常のように $f_r = 8 \text{ kc}$ としたのでは B が大きくなるので, $f_r = 5 \text{ kc}$ とした. 音声帯域幅 B_s は $f_r/2$ 以下でなければならないから, $B_s = 2.2 \text{ kc}$ とした. 周知のように, 低雑音

の場合の FM の S/N 改善度は $\sqrt{3} f_M/B_s$ で, f_M/B_s が等しければ改善度も同じであるから, $f_M = 10 \text{ kc}$ とした. したがって, $B_{FM} \approx 20 \text{ kc}$ である.

以上によって $B \approx 70 \text{ kc}$ となるが, 200 Mc 以上の周波数帯における単通話路 F3 波の許容帯域幅は 40 kc であるから⁽¹⁾, 本方式の B は周波数分割方式の全帯域幅よりもむしろ小さい. ただ, B_s が小さいことによって通話品質が若干低下するが, 実用上差しつかえない.

以下, 装置の構成と性能の概要について述べる.

4.1 送信機および受信機

送信機は通常の FM 送信機と同様である. 変調器の次段の緩衝増幅器に TCP を加えた. B_s を 2.2 kc にするための LPF は, あまり鋭いシャ断特性を要しないので, CR の T 形 HPF を帰還路にもつ通常の増幅器を用いた⁽²⁾.

受信機も通常の FM 受信機と大差ない. 初段管の格子に RCP を加え, 第1リミッタに RSP を加えた. 簡単のために, AM 復調器をつけないで, 第2リミッタの格子に発生するパルス状電圧を SP とした. AF 段には LPF の他にホールド回路を付加することが望ましいが, 筆者らは, 周波数弁別とホールドの両作用を兼備した変形比率検波器と呼ぶ回路を用いた. LPF は標本化雑音を十分に除去できねばならないので, Thiessen の回路を負荷効果が少ないように改良した変形 Thiessen 回路を使用した⁽³⁾.

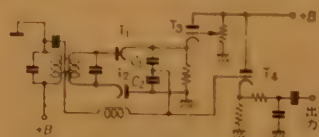


図3 変形比率検波器
Fig. 3—Modified ratio detector.

図3は変形比率検波器をしめす. 入力が増加すると T_1 と T_2 が導通を始め, 入力が存在する間はその瞬時

周波数に比例した出力を生ずるが, 入力消失すると T_2 の陰極電圧 V_k のために T_1 の導通が止まり, C_1 も C_2 も放電路をもたないので, つぎの入力が加わるまで前の出力の最終値を保持する. 通常の比率検波器は出力容量が大きいので保持状態から追従状態への転移が瞬時に行なわれなくて波形ひずみを生ずるが, この回路は C_1 も C_2 も小容量でよいので瞬時に応動して波形ひずみを生じない. なお, この回路が CFM 波に対しても支障なく応動することはいうまでもない. また, この回路は, V_k のレベルを越す強い入力にしか応動しないので, 通常程度の無信号時雑音入力に対しては応動せず, したがって, スケルチ回路などを不

が, 後述のように充分高いといえる。

パルス発生回路Ⅱは RSP を発生する回路で, これは単安定形がよく(同期が乱れたとき, RSP が加わらない方が正常動作状態への回復が早い)。しかも出力は 1 種類でよいので, 同期がとりやすくして衝撃比が調整しやすい陰極結合形単安定マルチを用いた。

出力安定回路は, 出力抵抗を低くして波形ひずみを防ぐとともに衝撃比の調整にともなう直流レベルの変化による送・受信機の動作点の変化を防ぐための回路で, カソードホロワとクランパから成る。

移相回路は RSP に適当な位相遅れを与えるための回路で, 正弦波変換器のそれと同じ回路を用いた。

5. 実験結果の概要

本方式では送信側あるいは受信側だけの特性の測定は困難であるしあまり意味もないので, 総合特性を測定した。ここに結果の概要をしめす。ただし, 以下のデータは $V_h=4.5\text{ V}$ で, 変形 Thiessen 回路中の定数は図 5 の⑥の場合の値とし, とくに断わってある場合以外は $r_s=1/4$ として得られたものである。

5.1 変復調周波数特性

送信側で定振幅(変調率 100% 相当)の正弦波で変調し, 変調周波数を変えて受信側で AF 出力を測定した。結果を図 8 にしめす。CFM 波の場合とくらべると, 高域は落ちるが全体としてはむしろ平たくなる。

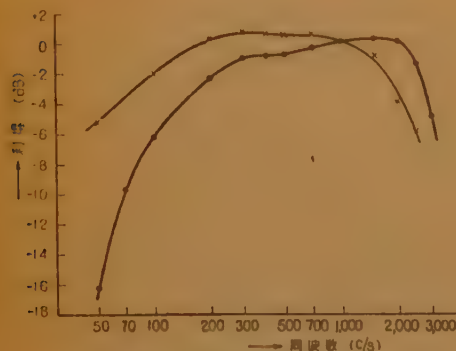


図 8 変復調周波数特性
Fig. 8—Frequency characteristics of modulator and demodulator.

5.2 変復調直線性

送信側で正弦波(1000 c/s)で変調し, 変調レベル

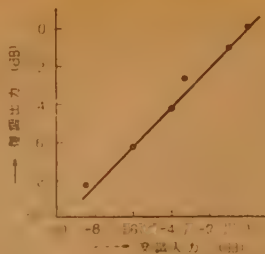


図 9 変復調直線性
Fig. 9—Linearity of modulation and demodulation.

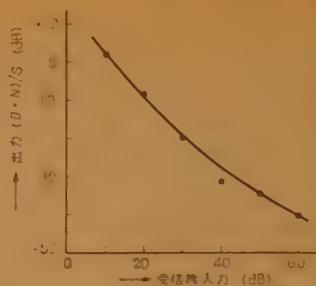


図 10 ひずみ雑音特性
Fig. 10—Distortion and noise.

を変えて, 受信側で AF 出力を測定した。結果を図 9 に示す。

5.3 ひずみおよび雑音

送信側で定振幅(変調率 100% 相当)の正弦波で変調し, 受信側で入力レベルと出力の $(D+N)/S$ との関係測定した。結果を図 10 に示す。

5.4 明りょう度および了解度

回線の通話品質は純客観的な量だけでは判定できないので, 明りょう度と了解度を測定した。測定方法は通常の通りである⁽⁴⁾。結果を表 2 にしめす(表の数値は累積百分率が 50% となる値である)。ただし, このときの受信機入力レベルは約 60 dB である。

表 2 明りょう度および了解度

	単 明りょう度	音 音明りょう度	簡 了解度	文 了解度
CFM 波	84%	82%	96%	97%
IFM 波	75%	74%	82%	93%

5.5 動作信頼度(安定度)

同期が一時的にくずれた場合の自動回復能力を調べるために, SP 導入用ジャックを 1 度抜いて再度そう入してから正常な動作状態に回復するまでに要する時間を測定した。40 回の試行の結果, 全然回復しない場合は皆無, 20 秒以上を要したのは 1 回だけで, 平均回復時間は約 8 秒であった。ジャックを抜いている間は完全に SP が消失するのであるから, この実験は最悪条件のもとでのテストであるといえ, したがって, 上の結果は同期くずれに対する動作信頼度は充分高いことを示している。

ただ, SP が消失する確率, とくに, 相つぐいくつかの SP が連続して消失する確率が急増する受信機入力レベル, すなわち, SP に対するシュレスホルドレベルが問題になるが, この値は, PCM-AM の復調に対するシュレスホルドレベルと同程度あるいはそれ以下である。と考えられる。本方式の原理から明

らかなように、SP の抽出はその有無さえわかればよい 2 値的な性質のものであり、しかも周期を合わせて標準化し、さらに安定回路と正弦波変換回路によって平均的に周期をとっている、からである。この同期に対する シュレスホールド入力レベルは約 20 dB であった。ただし、各種パルスの位相調整が不完全なときにはこの値は多小大くなる。また、 r_s を小さくするほどこの値は大きくなるが、これは原理的な欠陥ではなくて、 r_s が小さいと SP の基本波成分が小さいので、正弦波変換器の性能（ろ波特性、増幅度）が不十分となるからであり、したがって、 r_s に応じて正弦波変換器の性能を向上（たとえば 2 段縦続）すれば充分高い動作信頼度が得られる、と確信する。

6. 結 言

本方式は単一の通話路を送受に交互に時分割的に使用して送受話を同時に行なう 1 通信方式であって、その長所を列挙するとつぎの通りである。

(i) 単通話路で送受話が同時にでき、しかも、そのために通話品質が低下することはほとんどない。

(ii) 特別な同期信号をそう入しないで同期がとれる。

(iii) 受信側で標準化を行なうこと（と変形比率検波器を用いること）によって無信号時の雑音を抑圧するので、スケル回路などを必要としない。

(iv) 送信機と受信機が同じ周波数で動作するので調整が簡単であり、系の予備機器が少なくて済む。

(v) 空中線は送受共用できる。

(vi) 通常の有線電話回線と簡単に接続でき、有無線混合回線でも円滑に同時送受話できる。

一方、若干の付加装置を要することと周波数分割方式で同特送受話を行なう場合の全帯域幅（2 通話路分

の帯域幅）と同程度の帯域幅を占有することとは本方式の短所であろう。

しかし、上述の諸長所はこれらの両短所を補って余りあるもので、とくに、第 2 の短所である占有帯域幅の増大はつぎのようにすればかなり防げる。すなわち本方式では、受信出力のひずみや雑音の原因になる包絡線波形のひずみは標準化受信（トリミットの作用）によって完全に除去できるから、発射波を単に断続するかわりに、高調波含有率の少ないパルス（台形波パルス、余弦波パルス、自乗余弦波パルスなど）で AM してもよい、ことは明らかで、こうすれば占有帯域幅の増大はわずかで済む。

以上の諸点を考慮すると、本方式は超短波帯の簡易無線通信回線には非常に便利な方式であり、また、無線遠隔制御などにも利用価値が大きいと考える。

なお、災害時の緊急通信や警察通信などのように、多局相互間で同時送受話したい場合や 2 局間でも多重の同時送受話を行ないたい場合には、それぞれ、本方式を拡張した「時分割多局同時送受話方式」や「時分割多重同時送受話方式」が利用でき、これらは占有帯域幅の点からも経済性の点からも、周波数分割方式よりかなりすぐれているが、紙面の都合上省略する。

最後に本研究を経済的に御援助下さった K.K. 日立製作所、種々御助言下さった大阪市立大学田中米治教授、および、数年来、学部・大学院の卒業研究として協力された鄭万永、弓場芳治その他多数の学生諸君に深謝する。

文 献

- (1) 谷村功：“無線通信方式”（オーム社）など
 - (2) 尾崎弘：“RC 回路網”（共立出版）、その他
 - (3) Thiessen の回路については文献 (2) 参照
 - (4) 三浦種敏：“通話品質”（共立出版）、その他
- （昭和 34 年 11 月 20 日受付、36 年 3 月 22 日再受付）

UDC 538.566

導体球列の後方散乱断面積*

正 員 熊 谷 信 昭

(大阪大学工学部)

要約 直線状に近接して分布している二つ以上の導体球の後方散乱断面積について、理論的ならびに実験的に考察した。理論的な考察では、電磁波の散乱は幾何光学的な近似にしたがうものとし、他方、それぞれの導体球の間の散乱波の相互干渉を考慮に入れた。本論文の場合には、理論をこのようにして取扱うのが実際上適当であることを本文中で述べてある。実験的な考察では、9000 Mc 帯で影像板を用いた半空間を利用する方法によって、きわめて高精度の測定を行ない、計算結果と比較して興味ある結果を得た。また、入射波面の振幅および位相特性が後方散乱断面積におよぼす影響について論じ、それによる変化分を求める公式を与えた。

1. 序 言

電磁波がその伝はん路の途中にある物体によって散乱をうける現象は、もともと電磁波論の最も古典的な境界値問題であって、二、三の単純な形状の物体による散乱については、古く電磁波論が展開された初期においてすでに理論的に解析されている。しかし、マイクロ波レーダの開発につれて、この問題が実用上重要な意味をもってきたのはごく最近のことであって、とくに人工衛星、ミサイル、ロケットなどの追跡、あるいは人工通信衛星による宇宙通信、国際テレビ同時視聴などの問題と関連して、あらたにこの問題の重要性が再認識されてきたのは、わずかにここ数年のことである。

散乱の問題を理論的に厳密に取扱うには、電磁波の境界値問題として波動方程式を解かなければならない。しかし、いまのところ厳密解が得られているのは球、回転楕円体などのようなごく少数の、しかも最も単純な形状のものに限られており、その上それらの厳密解は超越関数を含むはなはだ見通しの悪いものであって、実際に数値計算を行なうのも容易ではない。他の一般的な形状の物体については解を求めること自体不可能である。そこで現在、いろいろな近似のもとに近似解を求める理論的研究と、精密な測定による実験的研究とがおこなわれつつある。

ところで一般に実際の建造物、航空機、ロケットなどの目標物は基本的な形状のものの組合わせで構成されているのが普通である。また二つ以上の人工衛星、

ロケットなどが互いに近接して存在するような場合なども実際におこり得る。したがって、このような複合散乱体、または近接した多数の散乱体の内部相互干渉の影響と、それぞれの基本的な散乱体が単独で有する散乱断面積との間の関係を明らかにしておくことが実際上必要となってくる。しかるに、このような複合散乱体に関する研究というものは、回折格子に関するものを除くと、いままでのところ非常に不十分であって、わずかにアンテナの研究と関連して、2本の導体円柱による散乱の問題が取扱われている程度である。

本論文はこのような複合散乱体の散乱断面積に関する系統的な一連の研究の一つとして、大きさの等しい二つ以上の導体球が、近接して直線状に等間隔で分布している場合の後方散乱断面積について論じたものである。理論計算としては、 N 個の導体球列に平面電磁波が直角に入射する場合と平行に入射する場合の二つを取扱い、散乱は幾何光学的な近似にしたがうものとし、電波が導体球列に直角に入射する場合についてはそれぞれ相隣る導体球の間での第一次の内部反射を相互干渉として考慮に入れた。実験は影像板を用いた半空間を利用する方法により、導体球の数が二および三の場合について 9000 Mc 帯できわめて精密な測定をおこない、それぞれの導体球が単独に存在する場合の後方散乱断面積との間の関係を明確にして、各導体球間の相互干渉の影響を明らかにした。この結果、理論計算の近似度あるいは適用範囲なども明らかとなった。また入射電波の波面の特性が後方散乱断面積におよぼす影響について理論的ならびに実験的に考察し、その影響による変化分を求める方法について論じた。

2. 理論的考察

2.1 平面波が導体球列に直角に入射する場合の後方散乱断面積

図1のごとく、半径 a なる導体球が N 個、直線状に中心間距離 d なる等間隔で分布している場合を考え

* Back-Scattering Cross-Sections of Multiple Metallic Sphere Arrays. By NOBUAKI KUMAGAI, Member (Faculty of Engineering, Osaka University, Osaka). [論文番号 3381]

* This research was supported by the U.S. Navy under Contract Nonr-222(74), while the author was at the University of California, Berkeley.

* 本研究は筆者がカリフォルニア大学電子工学研究所においておこなったものである。

る。そこへ X 軸方向に直線偏波された平面波が、導体球列の中心軸 (Y 軸) に直角に、 $-Z$ 方向から入射するものとする。すなわち

$$E_i = E_0 e^{-jkZ} \quad (1)$$

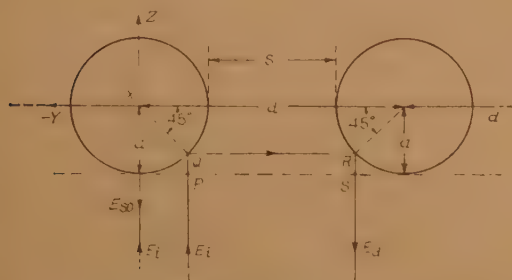


図1 電波が導体球列に直角に入射する場合の幾何光学的後方散乱の模様

Fig. 1—Reflection geometry for broadside-illuminated multiple sphere array.

ここで

$E_0 = X$ 軸方向に直線偏波された入射平面波の振幅

Z = 波源から導体球列までの距離

$k = 2\pi/\lambda$, λ = 波長

ただし、電磁波の正弦的時間変化をしめす項は省略する。また、半径 a は入射波の波長 λ にくらべて大きく、したがって散乱は幾何光学的な近似にしたがうものと仮定する。導体球によって散乱をうけた入射電波のうち、もとの入射方向へまっすぐにもどっていく後方散乱波は、幾何光学的な近似によれば E_{s0} と E_d との和であらわされる。(図1参照)。ここで、 E_{s0} はそれぞれの導体球から直接、入射方向へ反射される後方散乱波をあらわし、 E_d は相隣る導体球の間で一回だけ内部反射をしたのち、入射方向へもどっていく後方散乱波をあらわす。二回以上の内部反射をくりかえしたのち入射方向へもどっていく後方散乱波成分は、一般に上の二つにくらべると十分小さいものと考えられるから以下これを省略する。

さて、 E_{s0} および E_d の大きさを求めるには、Fockの方法⁽¹⁾を用いて Bonkowski⁽²⁾ らが導いた表現式をそのまま適用することができて、その結果はつぎのような形にあらわされる。

$$E_{s0} = -\frac{E_0 a}{2Z} e^{jk(Z-2a)} \quad (2)$$

$$E_d = \frac{E_0 a^2 e^{jk(Z+d-2\sqrt{2}a)}}{4dZ\sqrt{1-\frac{a}{\sqrt{2}d}}} \quad (3)$$

したがって、 N 個の導体球からの全後方散乱波は、

$$E_{sN} = NE_{s0} + 2(N-1)E_d \\ = -\frac{E_0 a}{2Z} \left[N - \frac{(N-1)ae^{jkb}}{d\sqrt{1-\frac{a}{\sqrt{2}d}}} \right] e^{jk(Z-2a)} \quad (4)$$

となる。ここで

$$b = d - 2(\sqrt{2} - 1)a \quad (5)$$

b は図1の $P-Q-R-S$ の長さに等しく、これは直接反射される波、 E_{s0} 、と一回内部反射を行なったのち入射方向へもどっていく波、 E_d との行路差に相当する。

ところで、一般に後方散乱断面積は次式のように定義されている。

$$\sigma = 4\pi Z^2 \left| \frac{E_s}{E_i} \right|^2 \quad (6)$$

ここで E_i および E_s はそれぞれ入射波および後方散乱波の電界の強さをあらわし、散乱体は入射波源の Far-Zone にあるものとする。

したがって図1のような場合の後方散乱断面積は、式(1)および(4)と定義式(6)から

$$\sigma_N = N^2 \sigma_0 \left[1 + \left(\frac{N-1}{N} \right)^2 A^2 - 2 \left(\frac{N-1}{N} \right) A \cos kb \right] \quad (7)$$

となる。ただし

$\sigma_0 = \pi a^2$: 半径 a なる導体球1個の後方散乱断面積

$$A = \frac{a}{d\sqrt{1-\frac{a}{\sqrt{2}d}}}$$

式(7)の右辺第2項および第3項は導体球相互間の内部反射にもとづく相互干渉の効果をあたえるもので、導体球の中心間距離 d が増大するにしたがい第2項は急激に減少する。第3項は d の増大とともに正弦的に変化しながら減少し、したがって後方散乱断面積 σ_N も d の増大とともに最大、最小を正弦的にくりかえしながら次第に $N^2 \sigma_0$ の値に漸近していく。 E_{s0} と E_d との行路差 b が $\lambda/2$ の奇数倍のとき σ_N は最大となり、偶数倍のとき最小となる。

2.2 平面波が導体球列に平行に入射する場合の後方散乱断面積

半径 a なる N 個の導体球が、中心間距離 d なる等間隔で直線状に分布している部分へ、平面入射波が導体球列の中心軸に平行に入射した場合を考える。この場合には、幾何光学的な近似で問題を取扱うかぎり、相互干渉の効果を計算に含めることはできない。本節では測定結果を定性的に予測するために、各導体球からの後方散乱はそれぞれ独立に行なわれるものと仮定

して簡単な解析を行なう*。

この独立散乱の仮定にしたがえば各導体球からの後方散乱波はつぎのようにあらわされる。

$$\left. \begin{aligned} E_{s1} &= -\frac{E_0 a}{2Z} e^{jk(Z-2a)}, \\ E_{s2} &= -\frac{E_0 a}{2(Z+2d)} e^{jk(Z-2a+2d)}, \\ &\dots\dots\dots \\ E_{sN} &= -\frac{E_0 a}{2\{Z+2(n-1)d\}} e^{jk\{Z-2a+2(n-1)d\}} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

したがって、 N 個の導体球からの全後方散乱波は

$$E_{sN} = \sum_{n=1}^N E_{sn} = -\frac{E_0 a}{2Z} e^{jk(Z-2a)} \cdot \left[1 + \sum_{n=2}^N \frac{e^{j2k(n-1)d}}{1 + \frac{2(n-1)d}{Z}} \right] \quad (9)$$

となる。ゆえに式 (1) および (9) から、定義式 (6) にしたがって、後方散乱断面積はつぎようになる。

$$\sigma_N = \sigma_0 \left[\left(1 + \sum_{n=2}^N B_n \cos 2k(n-1)d \right)^2 + \left(\sum_{n=2}^N B_n \sin 2k(n-1)d \right)^2 \right] \quad (10)$$

ここで

$$\sigma_0 = \pi a^2, \quad B_n = \frac{1}{1 + \frac{2(n-1)d}{Z}}, \quad k = \frac{2\pi}{\lambda}$$

3. 実験的考察

前節で導体球列の後方散乱断面積を幾何光学的な近似のもとづいて理論的に考察したが、本論文の重点は、むしろ本節で述べる実験的な測定結果の方にある。本研究に用いた影像板による半空間を利用する測定装置の詳細については文献 (3) あるいは (4) を参照していただき、本節では必要な測定装置の概要と測定法の要点、ならびに測定結果について述べる。

3.1 測定装置ならびに測定法

測定装置の概要を図2に示す。測定器類および測定者などはすべて基板の下にはいり、電波にたいするしょう乱がないようにしてある。被測定散乱体としては、対称面で切断した半分を用いればよい。実験室の周囲は電波吸収壁によって無反射に近い状態にしてある。厳密に平衡されたマジック T の一端を送受信電磁ホーンに接続する。散乱体からの後方散乱波はブリッジ回路の不均衡分、すなわちマジック T の E 面端子

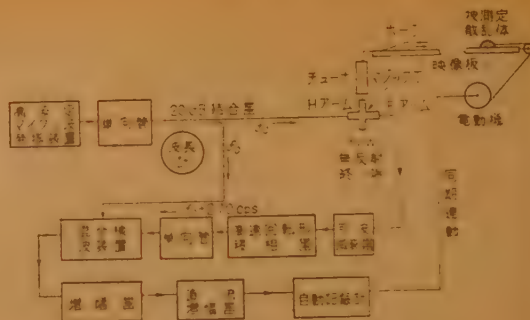


図2 測定装置のブロック図

Fig. 2—Block diagram of the measuring system.

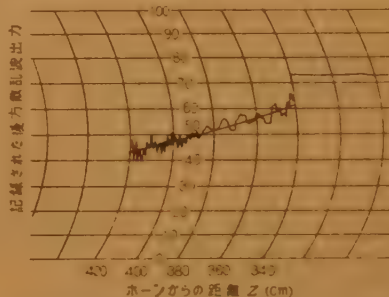


図3 自動記録装置のグラフ上に記録された後方散乱波出力の一例。導体球の半径 $a=1.5''$ (3.81 cm), 導体球の数 $N=2$, 導体球間の間隔 $S=3.5$ cm, 波長 $\lambda=3.215$ cm (9330 Mc/s). (電波が導体球列に平行に入射した場合)

Fig. 3—Return signal trace on the Esterline Angus recorder graph from two spheres each of 1.5-in. radius, 3.5-cm separation (S), at 9330 Mc/s. (End-illumination)

にあらわれる出力としてとりだされる。この後方散乱波電力は回転形移相器によって位相変調をうけ、ヘテロダイン方式によって検波される。被測定散乱体はうしろに細い糸をつないで、電動機によってホーンを中心軸上をまっすぐに、ゆっくりホーンから遠ざかるように移動させる。後方散乱波の出力は電動機と同期的に連動する自動記録計の上に、ホーンからの距離の関数として記録される。図3にその一例をしめす。このような図形を被測定散乱体および比較導体球について求め、それぞれ記録された図形から平均値をしめす平均曲線をえがき、ホーンから同一の距離において両者を比較することにより、相対的な後方散乱断面積が決定される。以上のような測定法をおこなうのは、つぎの三つの理由からである。第一の理由は測定値の中に各種の不要な反射による影響が混入しないようにするためである。すなわち影像板の端面、実験室の壁などからのごくわずかの反射、あるいはブリッジ回路におけるごくわずかの残留不平衡分などによる寄与は、すべて測定値の中からのとりのぞかなければならない。図3に例示したように、記録されたままの後方散乱波出力はホーンからの距離とともに不規則に振動しながら

* この仮定はいわゆる“独立(または単一)散乱の仮定”とよばれるものであって、複合散乱体の問題を扱う場合の最も単純な考えかたである。

変化している。これは上記のような微小な不要反射波成分と、被測定散乱体からの後方散乱波成分とが位相的に相加，相殺しあうためである。したがって，前述のようにその平均曲線をえがけば，不要反射波による影響はほとんど除去されて，被測定散乱体による出力の変化のみが得られるようになる。第二の理由は測定系の定数を消去するためである。すなわち，被測定散乱体からの後方散乱波と，比較導体球からのそれとの比をとることによって，測定系の定数を消去した相対的な後方散乱断面積を求めることができる。比較導体球の後方散乱断面積は理論的な厳密解から数値的に算出することが可能であるから⁽³⁾，実際の被測定散乱体については上述のような相対値を測定しておけば十分である。第三の理由は散乱体が送受信ホーンの Far-Zone にあることをたしかめるためである。すなわち，後方散乱断面積は前述のとおり Far-Zone において定義されているものであるから，被測定散乱体はホーンの Far-Zone になければならない。その場合には後方散乱波はホーンからの距離の自乗に逆比例して変化するはずであり，かつ被測定散乱体からの後方散乱波と，比較導体球からのそれとの比より求めた相対的な後方散乱断面積は距離に無関係となるはずである。

3.2 測定結果

この測定装置の精度，ならびに実測値と近似解および厳密解との間の関係を明らかにするために，表1および2に導体球一個の後方散乱断面積について，Silver⁽³⁾，⁽⁴⁾らが求めた結果をしめす。これらの結果から導体球の半径が波長と大体同程度またはそれ以上の場合には，幾何光学的近似解は厳密解とかなりよく

表1 導体球一個の後方散乱断面積（比較導体球の後方散乱断面積にたいする相対値）にたいする理論値（厳密解）と測定値との比較（*Silver, Honda, Clapp⁽³⁾による。 **Silver, Olte⁽⁴⁾による）。

比較導体球の半径 (inch)	被測定導体球の半径 (inch)	周波数 (Mc/s)	波長 (inch)	測定値 (相対値) (dB)	理論値 (相対値) (dB)
3.00	2.25	9348	1.263	-2.7*	-2.46
3.00	1.50	9348	1.263	-6.2*	-6.18
1.50	0.375	9328	1.266	-15.7**	-15.54
1.50	0.125	9330	1.266	-20.7**	-21.07

表2 導体球一個の理論的な後方散乱断面積にたいする幾何光学的近似解と，物理光学的近似解ならびに調和級数表示による厳密解との関係。 $\sigma_{G.O.}$ =幾何光学的近似解， $\sigma_{P.O.}$ =物理光学的近似解， $\sigma_{EX.}$ =厳密解。（Silver, Honda⁽³⁾の計算による）。

導体球の半径 a (inch)	周波数 (Mc/s)	導体球の半径と波長との比 a/λ	$\frac{\sigma_{EX.}}{\sigma_{G.O.}}$	$\frac{\sigma_{P.O.}}{\sigma_{G.O.}}$
1.50	9348	1.19	0.872	0.920
2.25	9348	1.78	0.945	1.042
3.00	9348	2.37	0.933	1.067

一致すること，および本測定装置の精度は大体 ± 0.2 dB 以下であることなどがわかる。これにくらべて，次節の図4ないし7にしめすとおり，相互干渉の影響ははるかに大きく，したがって，この場合問題を幾何光学的近似で取扱うことはできても，相互干渉の効果を無視することはゆるぎない。

(a) 電波が導体球列に直角に入射した場合

前節で求めた一般式(7)を，導体球の数 N が2および3の場合について，同じ半径の比較導体球1個の後方散乱断面積にたいする相対値としてあらわすとつぎのようになる。

$$10 \log_{10} \frac{\sigma_2}{\sigma_0} = 10 \log_{10} \left[4 \left(1 + \frac{A^2}{4} - A \cos kb \right) \right] \text{ dB} \quad (11)$$

$$\rightarrow \log_{10} 4 = 6.02 \text{ dB}, \quad \frac{a}{d} \ll 1 \quad (11')$$

$$10 \log_{10} \frac{\sigma_3}{\sigma_0} = 10 \log_{10} \left[9 \left(1 + \frac{4}{9} A^2 - \frac{4}{3} A \cos kb \right) \right] \text{ dB} \quad (12)$$

$$\rightarrow 10 \log_{10} 9 = 9.54 \text{ dB}, \quad \frac{a}{d} \ll 1 \quad (12')$$

測定結果と比較するために，導体球の半径 $a = 1.5''$ (3.81 cm)，波長 $\lambda = 3.216$ cm (9328 Mc/s) とし，

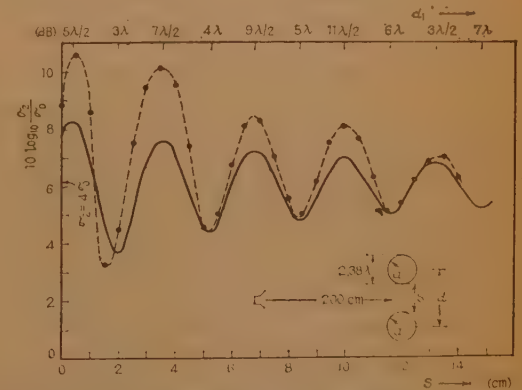


図4 電波が2個の導体球の中心軸に直角に入射した場合の後方散乱断面積。（同じ半径の比較導体球1個の後方散乱断面積にたいする相対値）。実線は幾何光学的近似による理論値，破線は測定値（入射波面の特性による影響を補正した値）。理論値，実測値ともに導体球の半径 $a = 1.5''$ (3.81 cm)，波長 $\lambda = 3.216$ cm (9328 Mc/s) にたいするもの。

Fig. 4—Back-scattering cross-section of broadside-illuminated two sphere array expressed in dB above or below that of a single reference sphere of the same diameter. Solid line shows the theoretical values calculated based on the geometrical optics approximation whereas the broken line shows the experimental results (corrected). Both the theoretical computations and the experimental measurements have been made at: wave-length $\lambda = 3.216$ -cm (9328 Mc/s), sphere radius $a = 1.5$ -in. (3.81-cm).

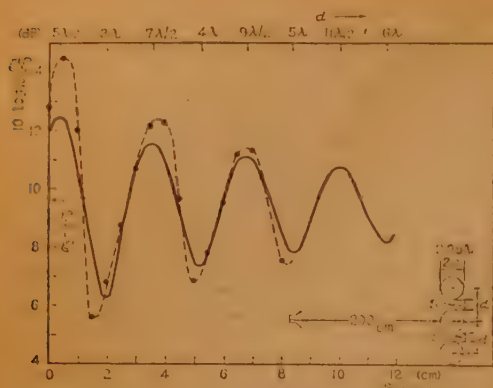


図5 電波が3個の導体球の中心軸に直角に入射した場合の後方散乱断面積(相対値)。その他は図4の場合と同様。

Fig. 5—Back-scattering cross-section of broadside-illuminated three-sphere array. (Relative values). Expressions and parameters are the same as that for Fig. 4.

式(11)および(12)を実際に数値計算した結果が図4および5の実線でしめす曲線である。破線は前述のような方法で求めた測定結果である。ただし、平面波入射を仮定している理論値とただしく比較するためには、実際の入射波面の位相および振幅特性による変化分を補正しておかなければならない。(付録参照)。図4および5にしめした測定値には、このような補正を行ってある。導体球がきわめて近接した場合には、近似理論値と測定値との間にかなりの相違が生じている。その原因は隣接する導体球上の表面電流の相互作用、および隣接する導体球間での2回以上の内部多重反射ならびにその共振現象などにもとづくものと考えられる。後方散乱断面積にたいする相互干渉の影響は、導体球間の間隔(S)が3波長程度になってもなお約30%もあることに注意すべきである。

(b) 電波が導体球列に平行に入射した場合

前節で求めた一般式(10)を、導体球の数 N が2および3の場合について、同じ半径の比較導体球1個の後方散乱断面積にたいする相対値としてあらわすとつぎのようになる。

$$10 \log_{10} \frac{\sigma_2}{\sigma_0} = 10 \log_{10} (1 + B_2^2 + 2 B_2 \cos 2kd) \text{ dB} \quad (13)$$

$$\rightarrow 10 \log_{10} [2(1 + \cos 2kd)] \text{ dB}, \quad \frac{2d}{Z} \ll 1 \quad (13)'$$

$$10 \log_{10} \frac{\sigma_3}{\sigma_0} = 10 \log_{10} (1 + B_2^2 + B_3^2 + 2 B_2 \cos 2kd + 2 B_3 \cos 4kd + 2 B_2 B_3 \cos 2kd) \text{ dB} \quad (14)$$

$$\rightarrow 10 \log_{10} (1 + 2 \cos 2kd)^2 \text{ dB}, \quad \frac{2d}{Z}, \quad \frac{4d}{Z} \ll 1 \quad (14)'$$

$$\text{ただし } B_2 = \frac{1}{1 + \frac{2d}{Z}}, \quad B_3 = \frac{1}{1 + \frac{4d}{Z}}$$

式(13)から、 $N=2$ の場合には後方散乱断面積(相対値)は、中心間距離 d が $1/4$ 波長の偶数倍、または奇数倍になるときに最大、または最小となることが予想される。測定結果と比較するために波長 $\lambda=3.215 \text{ cm}$ (9330 Mc/s)として式(13)から最大値(相対値)を計算すると、 $2d/Z$ が0.04から0.10まで変化する間、+5.8 dBから+5.6 dBの間の値をとる。実際にも $2d/Z$ は大体この範囲内に変化させて測定している。また最小値は一数10 dBというようなきわめて小さい値となることが予想される。実際の測定結果は図6のようになっている。導体球の間隔 S が約二波長程度より小さくなると、前方の導体球による陰影の効果が大きくなって、実際の測定値は独立散乱の仮定から推量される上述の近似理論値と相違してくることがわかる。また近似解析から推定される最大、最小の位置は測定結果と一致していない。その理由は主として前方の導体球によって、後方の導体球にたいする入射波および散乱波が位相推移をうけるためであると考えられる。しかし近似解析がきわめて単純なものであるにもかかわらず、実験結果を定性的に予測、説明するにはかなり役立っていることがわ

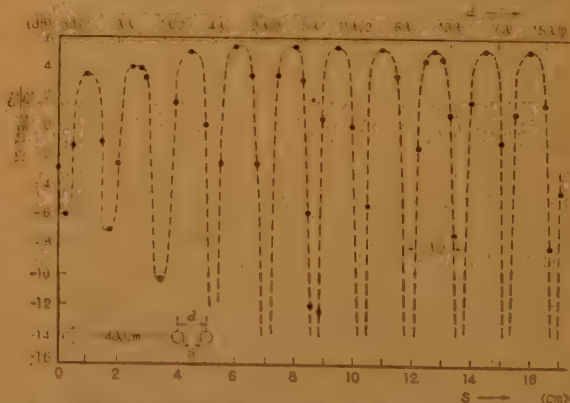


図6 電波が2個の導体球の中心軸に平行に入射した場合の後方散乱断面積の相対値。(同じ半径の比較導体球1個の後方散乱断面積にたいする相対値)。導体球の半径 $a=1.5"$ (3.81 cm)、波長 $\lambda=3.215 \text{ cm}$ (9330 Mc/s)。

Fig. 6—Back-scattering cross-section (measured) of end-illuminated two-sphere array expressed in dB above or below that of a single reference sphere of the same diameter. Sphere radius $a=1.5\text{-in.}$ (3.81-cm)-wavelength $\lambda=3.215\text{-cm}$ (9330 Mc/s).

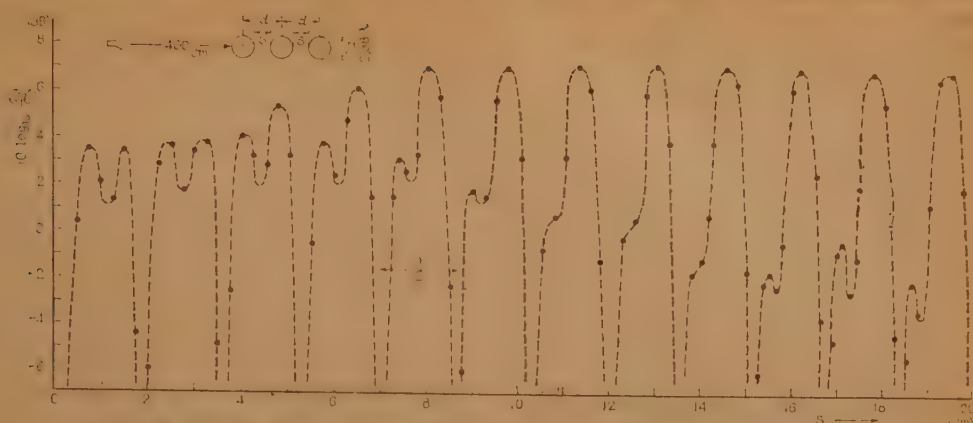


図7 電波が3個の導体球の中心軸に平行に入射した場合の後方散乱断面積の測定値（相対値）。
 その他は図6の場合と同様。

Fig. 7—Back-scattering cross-section (measured) of end-illuminated three-sphere array.
 (Relative values). Parameters are the same as that for Fig. 6.

かる。

$N=3$ の場合の後方散乱断面積（相対値）は、式(14)' から概算すると中心間距離 d が $1/4$ 波長の偶数倍になるたびに最大となることが予想され、その最大値（相対値）は式(14) から計算すると、 $2d/Z$ が 0.08 から 0.12 の範囲内で $+8.9$ dB から $+8.6$ dB の間の値をとる。実際にも $2d/Z$ はこの範囲内に变化させて測定している。図7に測定結果をしめす。近似解析の結果と測定結果との間の最も著しい相違点は、上述の単純な解析では予測できない双峰特性があらわれていることである。この双峰特性は導体球間の間隔が大きくなるにしたがって消滅していくことから考えて、主として導体球間の多重相互反射にもとづくものであると思われる。

4. 結 言

2個以上の導体球列の後方散乱断面積について考察した。理論的考察では幾何光学的な近似にもとづいて問題を解析し、精密な測定結果と比較することによって、その適用範囲、近似度などもおのづから明らかとなった。実験的考察では $9,000$ Mc 帯で映像板を用いた半空間を利用する測定装置により、きわめて精度の高い実測をおこない、Broadside-Illumination の場合には、導体球の間隔 S が約三波長程度になっても相互干渉の効果はなお十分大きくて無視できないこと、End-Illumination の場合には、間隔 S が約二波長程度以上になると前方の導体球による陰影の効果はほぼ消滅すること、間隔 S が約三波長程度より小さい場合には相互干渉の影響による双峰特性があらわれることなどの興味ある結果を得た。なお、入射波面の

特性が後方散乱断面積におよぼす影響についても考察し（付録）、散乱体が空間的にひろがっているような場合には、入射波面の位相特性によって後方散乱断面積の値は大きな影響をうけること、それにくらべると入射波面の振幅特性による影響は一般に比較的小さいことなどを述べ、それらの影響による変化分を求める公式を与えた。

謝 辞

電波散乱の問題の重要性を力説して、筆者に本研究をはじめの動機を与えられたカリフォルニア大学電子工学研究所長 S. Silver 教授（現在、同大学宇宙科学研究所長）に深く感謝の意を表わす。また、本研究にたいし終始、熱心な御討論、御助言をたまわった同大学電気工学科の D.J. Angelakos 教授、ならびに実験装置に関して御協力いただいた同研究所の研究技術員 F.D. Clapp 氏に厚く御礼申上げる。

文 献

- (1) V.A. Fock: "Generalization of the reflection formulae to the case of reflection of an arbitrary wave from a surface of arbitrary form", Zhurnal Eksperimental' noi i Teoreticheskoi Fiziki, **20**, p 961, (1950).
- (2) J.W. Crispin, R.F. Goodrich and K.M. Siegl: "A theoretical method for the calculation of the radar cross sections of aircraft and missiles", The Univ. of Michigan, Rad. Lab. Rep., 2591-1-H, p 301, (July 1959).
- (3) J.S. Honda, S. Silver, F.D. Clapp: "Scattering of microwaves by figures of revolution", Series 60, Issue 232, Rep. 84, Electronics Res. Lab. Univ. of California, Berkeley, (March 1959).

- (4) A. Olte: "Precision measurement of scattering from figures of revolution", Ph.D. dissertation, Univ. of California, Berkeley (1959).

付 録

入射波面の特性が後方散乱断面積におよぼす影響

散乱体が波源の Far-Zone とみなされる領域におかれていても、本論文で取扱っている場合のように、散乱体が空間的にかなりのひろがりをもっていると、各散乱体上での入射波面は実際には一様でなくなるのが普通である。したがって、たとえば図 A1 のように導体球の数が奇数個 ($N=2N'+1$) の場合には、各導体球からの後方散乱波は式 (2) のかわりにつぎのようにあらわされるべきである。

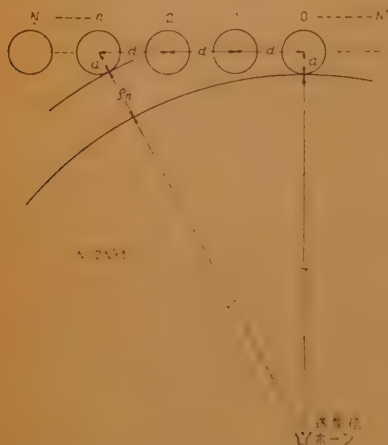


図 A1 中央 0 番目の導体球からの後方散乱波と、 n 番目の導体球からの後方散乱波との間の行路差。

Fig. A1—Path-length difference of the back-scattered wave from n th sphere with respect to that from 0th (center) sphere.

E_{s0} = 中央 0 番目の導体球からの後方散乱波

$$\left. \begin{aligned} E_{s1} &= \delta_1 E_{s0} e^{j2k\rho_1}, & E'_{s1} &= \delta'_1 E_{s0} e^{j2k\rho'_1}, \\ E_{s2} &= \delta_2 E_{s0} e^{j2k\rho_2}, & E'_{s2} &= \delta'_2 E_{s0} e^{j2k\rho'_2}, \\ E_{sN'} &= \delta_{N'} E_{s0} e^{j2k\rho_{N'}}, & E'_{sN'} &= \delta'_{N'} E_{s0} e^{j2k\rho'_{N'}} \end{aligned} \right\} \quad (\text{A} \cdot 1)$$

ただし、ここでは相互干渉の効果を省略する。その理由は各導体球上の反射点における入射波面の振幅および位相の差が後方散乱断面積に影響をおよぼす程度になるのは、導体球間の距離が比較的大きい場合であって、そのような場合には相互干渉の効果は比較的小さい影響しかあたえないと考えることができるからである。

式 (A・1) で δ_n および $\delta'_{n'}$ は各導体球からの後方散乱波の振幅を、中央 0 番目の導体球からの後方散乱

波の振幅 E_{s0} で基準化した場合の因数であって、これはホーンの放射電界特性を測定することにより容易にその値を求めることができる。入射波の振幅が平面波特性の場合には $\delta_n = \delta'_{n'} = 1$ ($n=1, 2, 3, \dots, N'$) となる。

ρ_n および $\rho'_{n'}$ は各導体球から反射される波と、中央 0 番目の導体球から反射される波との間の行路差を与える長さであるが (図 A1 参照)、これらの値を定めるために入射波面の位相特性を簡単、精確に測定することはかなり困難である。そこで入射波面の位相特性は円筒波特性をもつものと仮定することにする。この仮定は、このようにして求めた結果を用いて実測された後方散乱断面積を補正すると、平面波入射として理論的に予測される値によく一致することから、一応妥当なものであると考えられる。その場合には図 A1 を参照して

$$\rho_n = \rho'_{n'} \cong \frac{(nd)^2}{2Z}, \quad n=1, 2, 3, \dots, N' \quad (\text{A} \cdot 2)$$

となり、したがって電気的な位相差角は

$$2k\rho_n = 2k\rho'_{n'} = k \frac{(nd)^2}{Z}, \quad k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (\text{A} \cdot 3)$$

となる。入射波面の位相が平面波特性の場合には $\rho_n = \rho'_{n'} = 0$ となることはもちろんである。以上の諸点を考慮した後方散乱断面積を求め、入射波の振幅および位相がともに理想的な平面波特性の場合と比較してその変化分をあらわすつぎのようになる。

$$\begin{aligned} \Delta\sigma_N &= 10 \log_{10} \frac{\sigma_N^{\text{Plane}}}{\sigma_N^{\text{Actual}}} \\ &= 10 \log_{10} \frac{N^2}{[(1+G)^2 + H^2]} \text{ dB}, \quad N: \text{奇数} \end{aligned} \quad (\text{A} \cdot 4)$$

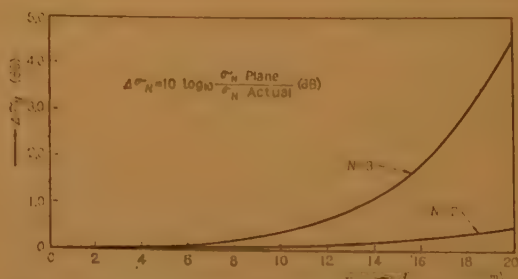


図 A2 入射波の振幅および位相特性がともに平面波特性でない場合に、後方散乱断面積にあらわれる変化分。(平面波入射の場合にたいする相対値、波長 $\lambda=3.216$ cm, ホーンからの距離 $Z=200$ cm)

Fig. A2—Effect due to both the non-uniform amplitude and cylindrical phase front of the incident wave expressed in dB relative to the case of plane wave incident. (Broadside-illumination, $\lambda=3.216$ cm, $Z=200$ cm)

ここで

$$G = \sum_{n=1}^{N'} (\delta_n + \delta_{n'}) \cos k \frac{(nd)^2}{Z},$$

$$H = \sum_{n=1}^{N'} (\delta_n + \delta_{n'}) \sin k \frac{(nd)^2}{Z}, \quad N = 2N' + 1$$

導体球の数が偶数個の場合には同様にして

$$4\sigma_N = 10 \log_{10} \frac{N^2}{(S^2 + T^2)} \text{ dB}, \quad N: \text{偶数} \quad (\text{A} \cdot 5)$$

となる。ここで

$$S = \sum_{n=1}^{N'} (\delta_n + \delta_{n'}) \cos k \frac{(2n-1)^2 d^2}{4Z},$$

$$T = \sum_{n=1}^{N'} (\delta_n + \delta_{n'}) \sin k \frac{(2n-1)^2 d^2}{4Z}, \quad N = 2N'$$

図A2 は本測定に用いたホーンについて、導体球の数 N が2および3の場合の実際の補正量 $4\sigma_N$ の値をしめす。ただし、 $\lambda = 3.216 \text{ cm}$ (9328 Mc/s), $Z = 200 \text{ cm}$ 。これからわかるように $N=3$ の場合には、入射波面の特性による変化量は非常に大きい値となる。このうちの大部分は波面の位相特性によるものであって、それにくらべると波面の振幅特性による変化分ははるかに小さい。 $N=2$ の場合には式 (A・5) からわかるように波面の位相特性による変化分はなくなるので、 $N=3$ の場合にくらべると変化分はずっと小さい値になるのである。

(昭和36年1月30日受付, 5月29日再受付)

UDC 621.396.677.3

短波用全波カーテン形空中線*

正員 宮 憲一 正員 小島 浜男 正員 栗島 文哉 正員 黒崎 義雄

(国際電信電話株式会社)

要約 本文は実用的な短波用全波カーテン形受信空中線について述べている。この空中線の投射器は、進行波励振した素子空中線を4列4段に配列したものであって、すべての合成用給電線上に定在波が発生せぬような整合方法によって同相に給電されている。また、反射器としては平面状の銅線スタレが用いられている。この空中線の使用可能周波数範囲は約2倍であり、とくに主放射に対する副放射の大きさは普通のひし形空中線のそれより数 dB 小さく、良好な信号対混信比および信号対雑音比がえられている。

1. 序 言

近年、短波通信のふくそうははなはだしく、近接周波数による混信を除去することは非常に重要な問題となって来た。そこで受信空中線についても副放射を小さくするように指向性を改善し、信号対混信比を向上せんとする試みがなされている。Brueckmann⁽¹⁾ はTAHA (Tapered Aperture Horn Antenna) と称する空中線によって、約2倍の周波数帯にわたり、副放射が主放射の -20 dB 以下というすぐれた特性を得ている。また Laport および Veldhuis⁽²⁾ は、構造を変形したいくつかのひし形空中線を少しずつ角度をずらして結合し、副放射を普通のものより数 dB 程度減少せしめ、かつ利得も増加しうること成功した。

ところで、わが国では十分な空中線敷地を確保する

ことに大きな困難があるので、TAHA のような巨大な空中線はもちろんのこと、ひし形空中線の建設にさえもしばしば不便を感じる場合が起こっている。したがって、この点からすれば、建設面積の比較的に少なくすむカーテン形空中線が副放射の少ない真の全波用空中線として利用されるようになれば、はなはだ好都合であることは言うまでもないところである。

筆者の2人⁽³⁾は先に短波帯で使用する広帯域単一空線についての研究結果を報告したが、これは上述の全波カーテン形空中線の素子空中線として利用することを1つの目的としていた。その後、この単一空線をそのまま素子空中線とし、反射器を二次拋物面状にした受信用ビーム空中線について実験⁽⁴⁾を行ない、かなりの成果を挙げることができた。しかし、この形式は反射器の構造が複雑に過ぎる等の欠点があったので、さらに実用的な形状にすべく検討を加えてきた。その結果、定在波カーテン形空中線として現用中のいわゆる AW 形空中線等の支持柱にそのまま懸架できる実用性のある形状⁽⁵⁾を実現することができた。以下

* A Curtain Type Broad Band Beam Antenna for High Frequency. By KEN-ICHI MIYA, HAMAO KOJIMA, BUNYA KURISHIMA and YOSHIO KUROSAKI, Members (Kokusai Denshin Denwa Co. Ltd., Tokyo). [論文番号 3382]

に、これについての計算および実験結果の概要ならびに通常のひし形空中線と性能を受信空中線として比較した結果を報告し参考にする。

2. 構造

ここに述べる受信用の全波カーテン形空中線の投射器の構造は、進行波励振による単線式ダブレット空中線を素子空中線とし、同一平面内に垂直に4段水平に4列配置し、これらを同相に給電するようにしたものである。また、反射器としては平面状の水平銅線スダレを使用している。実験のため昼間波用(9~18 Mc/s)のものが小室受信所に、夜間波用(6~12 Mc/s)のものが福岡受信所に建てられたが、両者は寸法が異なるだけでともに図1のごとき構造のものである。

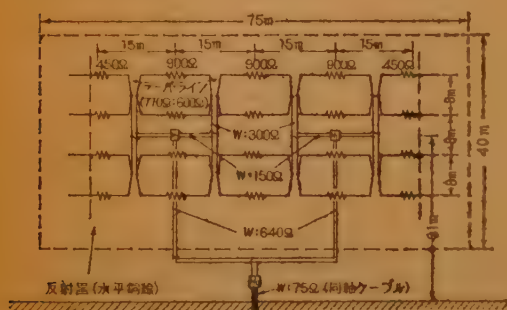


図1 昼間波用(9~18 Mc/s)全波カーテン形空中線の構造

Fig. 1—Construction of the curtain type antenna designed for a frequency range of 9 to 18 Mc/s.

投射器を構成する素子空中線の全長は昼間波用が15m、夜間波用が25mである。また、上下の素子空中線の間隔は8m(および10m)、平均地上高は31m(および30m)である。互いに隣り合わせの素子空中線の間には終端装置として900Ωの固定抵抗が接続されている。ただし、各段の両端には450Ωの固定抵抗とその先に取付けた長さ3.75m(および5.0m)の3本の導線の組合せからなる特殊な終端装置⁽³⁾⁽⁶⁾が接続されている。その結果、各素子空中線の給電点インピーダンスは約770Ωの一定値となっている。

各素子空中線は770Ω対600Ωの直線状テーパーラインに接続される。テーパーラインの終端は2つつ並列になって、波動抵抗300Ωの平行四線式に、さらにその終端は2つつ並列になって75Ωの同軸ケーブルを2条並列に使用した150Ωの給電線に接続されている。150Ωの給電線は2つつ並列に合成

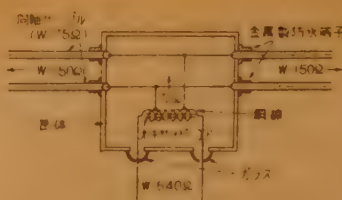


図2 75Ω対640Ωの全波変成器
Fig. 2—Circuit of the wide-band matching transformer possessing an impedance ratio of 75Ω to 640Ω.

され、75Ω対640Ωの全波変成器 M_1 の一次側端子に接続される。

全波変成器は図2に示すようなオート・トランスであって、容易に点検

交換できる構造になっている。変成器の二次側端子は波動抵抗640Ωの平行二線式に接続されていて、これによって主給電点に導かれる。さらに主給電点で320Ω対75Ωの全波変成器 M_2 ⁽⁷⁾を介して、75Ωの同軸ケーブルによって受信機に導かれるものである。

反射器は線間隔1mの水平銅線群で作られた平面スダレで、その大きさは横の長さが75m(および150m)であり、地上10mから50mの高さまで張っている。また投射器との間隔は4.5m(および7.5m)になっている。

3. 指向性

3.1 計算指向性

本空中線の指向性を理論的に取扱うための等価回路として図3のごとき回路を考える。図3は1段のみの空中線回路を示してあるが、これらは両端の終端装置の導線部分からの放射を無視し、平均波動抵抗 W_0 を450Ωと見なしたものである。



図3 全波カーテン形空中線の等価回路(1段のみを示す)

Fig. 3—Equivalent circuit of the top array of the curtain type antenna.

まず、素子空中線からの放射電界を求めるにあたり、素子空中線を図4のごとく進行波励振された全長 $2l$ のダブレットとして考える。いま、給電点における電流振幅を I_0 、減衰定数を α 、位相定数を $m=2\pi/\lambda$ とすると、導線上の電流分布は $I_0 e^{j\omega t - (\alpha + jm)y}$ で表わされるから、この電流分布を用いて十分遠方の一点Aに生ずる電界の水平分力 E_{0p} をMKS単位系で表わせば

$$E_{0p} = 30 \cdot \frac{I_0 \cos \varphi}{r_0} \cdot e^{j(\omega t - mr_0)}$$

$$\left[\frac{1 - e^{-\alpha l - jml(1 - \cos \theta)}}{1 - \cos \theta - j \frac{\alpha}{m}} + \frac{1 - e^{-\alpha l - jml(1 + \cos \theta)}}{1 + \cos \theta - j \frac{\alpha}{m}} \right] \quad (1)$$

となる。ここに θ は電波の伝はん方向と空中線とのなす角で $\cos \theta = \cos \theta \cdot \sin \varphi$, また $\alpha = \frac{R_r}{4W_e l}$, R_r は放射抵抗である。

つぎに、この素子空中線を M 列 N 段に配列した図 5 のようなビーム空中線からの合成放射電界を求める。

ただし、この計算にあたっては

各素子空中線はそれぞれ相等しい放射インピーダンスをもち、それらの給電点インピーダンスも相等しいものとし、かつ、反射器は無限にひろがった完全導体面とする。そこで、図 5 のように座標と記号とをきめて遠方の 1 点 A に生ずる合成電界の水平分力 E_φ を計算すれば、

$$E_\varphi = E_{\varphi 0} \cdot \frac{\sin(mMl \sin \varphi \cos \theta)}{\sin(ml \sin \varphi \cos \theta)} \cdot \frac{\sin\left(\frac{mNh}{2} \sin \theta\right)}{\sin\left(\frac{mh}{2} \sin \theta\right)}$$

$$\cdot 2 \sin(mD \cos \theta \cos \varphi) \cdot 2 \sin(mH \sin \theta)$$

となる。ここに D は投射器と反射器との間隔、 H は投射器の平均地上高である。

図 6 は実験に用いた 9~18 Mc 用の本空中線の水平

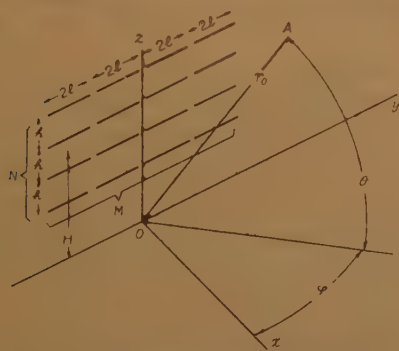


図 5 ビーム空中線からの合成放射電界を求めるための座標と記号

Fig. 5—Coordinate and symbol for calculating the strength of radiation field from the whole system of the antenna.

面内の計算指向性と普通に使用されているひし形空中線 (1 辺 120 m, 半側角 70°) のそれとを比較したものである。図から分かるように、ひし形空中線の場合には最大の副放射が主放射の 0.45 倍 (-7 dB) にも達するのに対し、本カーテン形空中線の場合には 0.2 倍 (-14 dB) 以下になっている。また主放射のビーム幅は本カーテン形空中線の方がかなりブロードである。

このように本空中線は副放射を小さくできる点において優れているが、さらに適当な分布⁽¹⁾にしたがって各素子空中線上の電流振幅を異ならしめるとか、あるいは素子空中線の配列間隔を変えとかいう方法をとれば、一段と副放射を抑圧できる可能性も有している。

3.2 測定指向性

図 7 の黒丸印は 9~18 Mc 用の本空中線の近距離における水平面内指向性の測定結果である。これは本空中線を微弱な信号発生器で励振し、空中線の中心を中心とする半径 400 m の円周上で携帯用電測器を持ち回って測定したものである。この測定結果は図 7 に実線でしめした計算指向性とかなりよく一致している。前後比の測定結果は昼夜間波用とも 10~20 dB であって、周波数の低い方でより良好な前後比がえられる傾向が認められた。

ついで、実際の遠距離電波による本空中線の副放

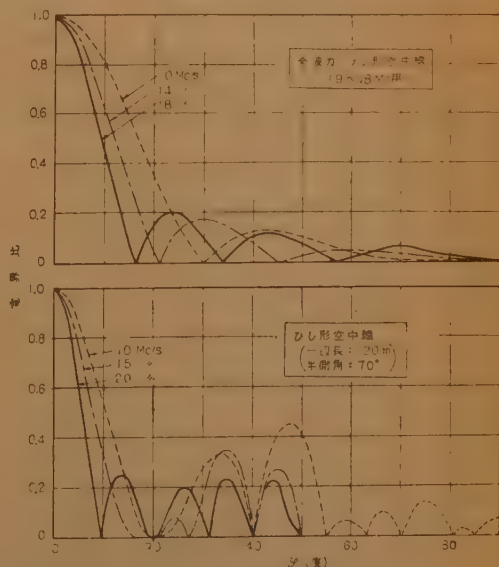


図 6 水平面内計算指向性の比較

Fig. 6—Comparison of calculated radiation patterns of the curtain type antenna and the conventional rhombic antenna.

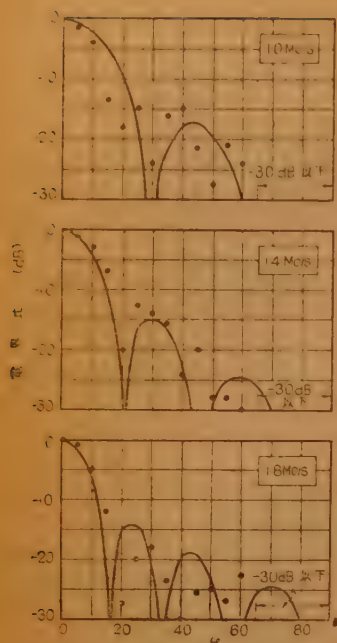


図 7 昼間波用 (9~18 Mc) カーテン形空中線の水平面内測定指向性と計算指向性の比較
黒丸印は測定値 実線は計算値

Fig. 7 Comparison of measured and calculated radiation patterns of the curtain type antenna designed for 9 to 18 Mc/s.
Dots: measured.
Solid lines: calculated.

射と現在最も広く用いている形式のひし形空中線の副放射の比較試験をつぎの方法で行なった。(他の形式の空中線は全波性をもたないので、この比較試験から除外した。)すなわち供試空中線の主放射方向は 9~18 Mc 用が 330°NE, 6~18 Mc 用が 334°NE で、ともに欧州向けに建てられている。そこで、種々の方向から到来する実際の電波を、本空中線およびこれと同一方向を向いた比較用ひし形空中線で同時に受信する。さらに電波の到来方向に向けて建設されている別のひし形空中線によっても受信し、この空中線による信号強度を基準として 0 dB とする。この基準強度に対する本空中線と比較用ひし形空中線による相対信号強度すなわち強度差をそれぞれ求めるものである。測定は電波が大田通路に沿って真方向より到来する安定な時間に行なわれたが、小室受信所では直視式方向探知機⁽⁸⁾が設置されているので、その都度これを用いて方向を捕捉した。

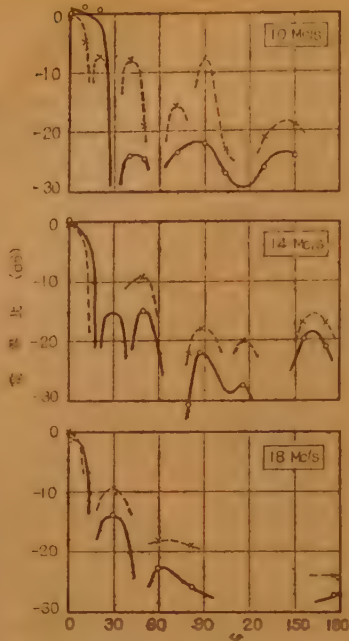


図 8 昼間波用 (9~18 Mc) カーテン形空中線とひし形空中線の遠距離指向性の比較
白丸印はカーテン形空中線 (地上高 31 m)
×印はひし形空中線 (1 辺長 120 m, 半側角 70°, 地上高 40 m)
Fig. 8 Comparison of directivities of the curtain type antenna and the conventional rhombic antenna realised at great distances.

6~12 Mc 帯の信号対外來雑音比特性を調査したところ、本空中線の方がひし形空中線よりも平均約 4 dB 良好であることが分かった。

4. 利 得

4.1 計算利得

一般に水平偏波の短波空中線の利得は、その空中線の平均地上高と同じ高さに置かれた水平半波長ダブルットを基準とした受信有能電力の比によって表示するのが便利である。このようにすれば、大地反射波の影響は両空中線に対して等しくなり、利得は自由空間に置かれた両空中線から取出しうる有能電力の比で示されるからである。

さて、このような場合の本空中線の $\varphi=0$ の方向における利得 G は式 (2) から容易に計算され、その結果はつぎのようになる。

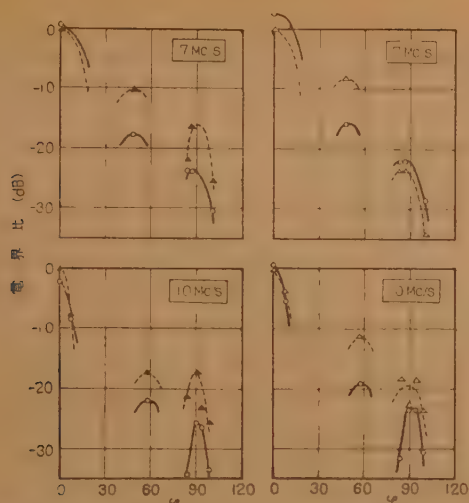


図 9 夜間波用 (6~12 Mc) カーテン形空中線とひし形空中線の遠距離指向性の比較
 白丸印はカーテン形空中線 (平均地上高 30 m)
 ▲印はひし形空中線 (1 辺長 110 m, 半側角 70°, 地上高 50 m)
 ●印はひし形空中線 (1 辺長 140 m, 半側角 65°, 地上高 45 m)

Fig. 9—Comparison of directivities realised at great distances of the curtain type antenna designed for 6 to 12 Mc/s and the conventional rhombic antennas.

$$G = 20 \log_{10} \left[\frac{1 - e^{-(\alpha + jm)\ell}}{1 - j \frac{\alpha}{m}} \left| \frac{\sin\left(\frac{mNh}{2} \sin \theta\right)}{N \sin\left(\frac{mh}{2} \sin \theta\right)} \right| \cdot 2 \sin(mD \cos \theta) \cdot \sqrt{\frac{73 MN}{R_{in}}} \right] \text{ (dB)} \quad (3)$$

ここに R_{in} は素子空中線の入力抵抗である。また α は放射抵抗によってきまり、放射抵抗は原⁽⁹⁾および佐々木⁽¹⁰⁾によって導かれた計算式から求めることができる。

電離層遠距離伝はんの短波の入射角は普通 $5^\circ \sim 20^\circ$ であるから、この入射角範囲に対する図 5 の本空中線の利得を、次節にしめすところによって $R_{in} = 770 \Omega$ として求めると図 10 のようになる。すなわち、本空中線の利得は同数の素子空中線をもった同調形ビーム空中線の利得 ($\theta = 15^\circ$ において 13.5 dB) に比べれば数 dB 低いことが分かる。しかし、いわゆる電力利得が若干少ないということは、送信空中線の場合には問題であるが、受信空中線の場合にはそれほど重要な問題とはならない。既述のごとく、最近の短波通信では混信の妨害が多く、また夜間では受信機内部雑音よ

りも外来雑音によって信号対雑音比が決定されることがはるかに多い。したがって、受信空中線にとって重要なことは、電力利得が高いことよりも、むしろすぐれた信号対混信比および信号対雑音比を持つことである。この点、本空中線は好ましい特性を有しているといえることができる。

しかし、とくに電力利得を増加したい特別の場合には、素子空中線の導線半径を大きくするのも一つの方法である。たとえば導線数 4 本、直径 30 cm の籠形素子空中線を用いれば、その給電点インピーダンスは約 450Ω となり⁽¹⁾、図 10 に示したものに比べて約 2 dB 高い利得が得られる。

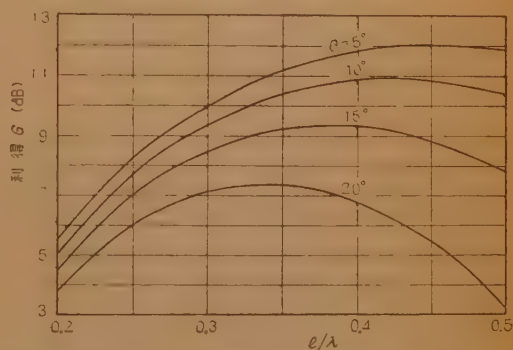


図 10 全波カーテン形空中線の入射角をパラメータとした計算利得

Fig. 10—Calculated power gain of the curtain type antenna, showing angle of elevation θ as a parameter.

表 1 昼間波用 (9~18 Mc) カーテン形空中線とひし形空中線の利得の比較

周波数 (kc/s)	呼出符号	利得, G (dB)	
		カーテン形 空中線	ひし形空中線 ⁽¹⁾
10,320	TYF-3	10.5 ± 1.4	10.8 ± 1.6
15,100	RSFSR	11.4 ± 2.3	10.0 ± 2.3
18,480	HBO 58	12.7 ± 2.4	13.8 ± 2.4

注 (1) 1 辺長 120 m, 半側角 70°

表 2 夜間波用 (6~12 Mc) カーテン形空中線とひし形空中線の利得の比較

周波数 (kc/s)	呼出符号	利得 G (dB)		
		カーテン形 空中線 ⁽¹⁾	ひし形空中線 ⁽²⁾	ひし形空中線 ⁽³⁾
7,700	PCK-67	10.7 ± 1.9	10.2 ± 1.5	8.4 ± 1.8
8,022.5	TQZ-5	9.6 ± 2.0	8.4 ± 1.8	9.1 ± 2.0
10,320	TYF-3	10.9 ± 1.3	13.2 ± 1.7	10.6 ± 1.6
11,162.5	PCK-61	11.0 ± 1.7	9.6 ± 1.2	9.9 ± 1.8
13,550	PCK-43	11.1 ± 1.8	11.3 ± 1.8	10.2 ± 1.8

注 (1) 合成「結線線」の損失 2 dB を補正した値

(2) 1 辺長 110 m, 半側角 70°

(3) 1 辺長 140 m, 半側角 65°

4.2 測定利得

利得の測定は、欧州からの実際電波を本空中線およびこれと同一地上高を有する水平半波長ダブルレットで同時に受信し、両者の強度差を比較する方法で行なわれた。表1および表2には各試験電波に対する測定利得の平均値と標準偏差とがしめされている。また、表にはひし形空中線の利得が比較のためにしめされている。ただし、6~12 Mc 用の空中線は、全波変成器 M_2 を用いずに $150\ \Omega$ の給電線をそのまま主給電点まで 80 m 延長したために、この部分で減衰が約 2 dB 余分に生じていることが分かったので、表にはこれを補正した値がしめしてある。表1および表2によれば、本空中線の利得は普通のひし形空中線のそれとほぼ等しい値を有することが分かる。

5. 給電点インピーダンス

本空中線の素子空中線はほぼ進行波励振されているために、その給電点インピーダンスはほぼ一定値をもつが、周波数によりある範囲内にわずかに変動する。そこで、使用周波数範囲において、このインピーダンス変動をできるだけ狭い範囲内におさめることが望ましいこととなる。図 11 は同図の上方にしめすような単一空中線について、最も目的に近いインピーダンス特性がえられるように、素子空中線の固定抵抗の値を $450\ \Omega$ に選んだ場合の給電点インピーダンスの測定結果をしめしている。すなわち給電点における SWR は 7~24 Mc/s において 1.35 以下になっている。

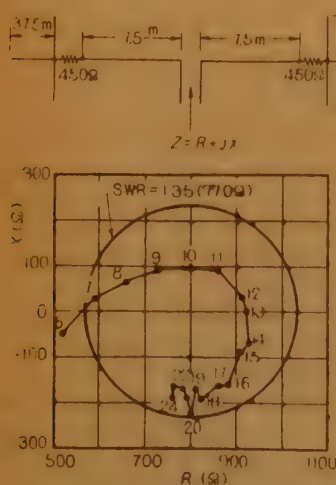


図 11 素子空中線の給電点インピーダンスの特性例
Fig. 11—Measured impedance of the element antenna.

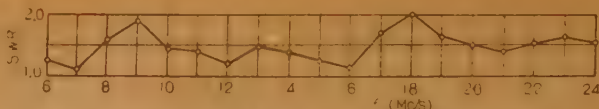


図 12 屋間波用 (9~18 Mc) カーテン形空中線の主給電点における SWR 特性
Fig. 12—SWR measured on the main feeder of the curtain type antenna designed for 9 to 18 Mc/s.

図 12 は用 9~18 Mc の本空中線の主給電点における SWR の周波数特性である。この結果から判断すれば、すべての合成用給電線上の SWR も 2.0 以下であると見なされる。6~12 Mc 用に対する SWR の測定結果も図 12 とほぼ同一で、いずれも受信空中線としては十分な実用性をもっている。

6. 結 言

従来から用いてきた定在波カーテン形空中線の支持柱を利用するようにした実用的な受信用全波カーテン形空中線について述べた。

構造上のおもな特徴は素子空中線の両端を固定抵抗で終端して素子空中線を進行波励振したこと、合成用給電線の波動抵抗を適降適昇するとともに全波変成器を用いて各区間に定在波が発生しないようにしたことおよび反射器を広帯域用の平面スダレにしたことである。本空中線は約 2 倍の周波数範囲にわたって、無調整で使用することができ、とくに副放射の大きさが普通のひし形空中線より数 dB 小さく、ひし形空中線よりも良好な信号対混信比および信号対雑音比がえられるという長所を有している。本空中線はひし形空中線に比べて建設費および保守費を多く必要とするが、他方空中線敷地の節約に役立つという大きい利点をもっている。将来必要に応じてひし形空中線と併用して利用されるものと考えられる。

最後に実験の機会を与えられた難波、新堀両部長ならびに実験について多くの援助を与えられた新川、飛山両次長を始めとして、小室および福岡両受信所の各位、とくに矢島直助、森文夫、斉藤一郎、三枝徳康、田尻恒治の諸氏に深謝する。

文 献

- (1) H. Brueckmann: "Suppression of undesired radio of directional HF antenna and associated feed lines", I.R.E. p1510, (Aug. 1958).
- (2) E.A. Laport and A.C. Veldhuis: "Improved antennas of the rhombic class", RCA Rev., 21, p 117, (March 1960)
- (3) 小島, 黒崎, 加藤: "短波用ダブルレットの広帯域化", 信学誌, 41, p15, (昭 33-12).

- (4) 小島, 栗島: “短波用全波カーテン型ビーム空中線”, アンテナ研専委資料 (昭 33-04).
 (5) 宮, 小島: “全波カーテン型ビーム空中線”, 特願 34-28277.
 (6) 小島: “広帯域進行波型空中線”, 特許番号 255989.
 (7) 宮, 和田, 石川: “受信空中線全波整合装置”, 信学誌, 30, p 43, (昭 22-11).

- (8) 宮, 佐々木, 石川, 松下: “短波用直視式方向探知機”, 信学誌, 40, p 429, (昭 32-04).
 (9) 原: “進行正弦電流分布を有する直線状導線群よりの輻射電力に就て”, 電学誌, 53, p 750, (昭 8-09).
 (10) 佐々木: “菱形空中線の利得の計算”, 国際通信の研究, p 63, (Sept. 1953).

(昭和 35 年 8 月 5 日受付)

UDC 621.395.625.3

無バイアス磁気録音の磁化機構*

正員 熊倉 尚 正員 大村吉元 正員 永瀬一雄

(ソニー株式会社)

要約 磁気録音テープ上の録音波長が短いときの録音磁化機構を調べ、さらにその際の録音減磁損失を明らかにした。初めに磁気テープが無バイアス漏れ磁界の生じている録音ヘッドの空げき面上を走行するモデルを考え、その磁気テープの録音体を厚みの方向に数層に分割し、紙上に各層のヒステシスループを、それらの層が空げき面上を通過するとき受ける磁界で追跡した。その結果、録音体の表面より厚さ方向への磁化の浸透の模様と録音減磁作用およびそれによって生じる損失が非常に明白になった。

つぎに広空げきの録音ヘッドを用い、その空げき面と録音体の間に数種の厚みのスペーサを挿入して録音し、それらの再生出力の周波数特性を比較して同様な結果を得た。

一般に録音減磁損失は録音ヘッドの空げき長、録音レベル、録音波長、録音体の保磁力および厚みの 5 者の関連において決まり、これらが決定すれば、録音減磁損失は近似的に定量化できることを明らかにした。

1. 序 言

磁気テープ録音では録音再生を通じ、6 dB/oct. で上昇する出力電圧のレスポンスが高い周波数の範囲、すなわち磁気テープ上の録音波長の短い範囲で急激に落ちる。その要因として再生機構から説明される厚味損失、間隔損失、空げき損失と録音体の反磁界による自己減磁損失、さらに録音時の磁化機構から予想される録音減磁損失が考えられる。このうち再生機構と自己減磁機構については、録音体を連続的に分布した磁気双極子からなると考え、ここからでる磁束のうち任意点の磁束分布を表わす式を求めることから考察が行われてきた^{(1)~(3)}。しかし、録音時の磁化機構については、録音ヘッドの空げき近傍に正負の繰返し漏れ磁界の広がりを生じ、録音波長がこの広がりと比較して短くなると録音体の磁化機構が非常に複雑になるため詳しい検討がなされていない。したがって録音減磁損失も明らかでない。交流バイアスを重ね合せると、さらに複雑になるものと予想される。

最近、高密度録音の要求がたかまり、磁気テープに記録される録音波長も従来の 1/4 位にまで縮少する必要を生じてきたので、上述の諸損失についても、さら

に再検討を加えて、これを減らさなければならなくなってきた。かかる要求のもとに特に不明の録音減磁損失について検討してみた。すなわち第 1 番に実際の録音機構のモデルを紙上に考え、録音ヘッドの空げきに生じる無バイアスの正弦波漏れ磁界を現用磁気テープのヒステシス・ループに作用させて追跡するループ追跡法と第 2 番に広空げき録音ヘッドと録音体の間に数種の間隔を保たせて録音し、その再生出力の周波数特性を比較する実験的方法とから録音減磁機構を究明した。その結果、録音過程における磁化機構が明らかになり、録音減磁損失も定量化できる見通しを得たのでここに報告する。

2. 空げき面の漏れ磁界

最初に録音に寄与する磁気ヘッド空げき近傍の漏れ磁界分布を求める。

実際の録音ヘッドは図 1 にしめすように閉磁路を構

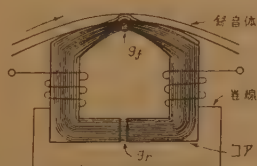


図 1 録音ヘッドと磁路

Fig. 1—Flux path in a magnetic head during recording.

成するコアの途中に前空げき g_f と後空げき g_r がある。録音電流 i によってコア内に磁流を生じ、一部が各空げき近傍で漏れる。このうち前空げきの漏れ磁束による磁界で、その

* Recording Demagnetization in Unbiased Magnetic Tape Recording. By TAKASHI KUMAKURA, YOSHIMOTO OMURA, KAZUO NAGASE, Members (Sony Corporation, Tokyo). [論文番号 3383]

面を通過する録音体に録音が行なわれる。

空げき近傍の漏れ磁界は等角写像法により Schwarz Christoffel の変換を行なって, 空げき内部の磁界との比で求められる。

巻線数 n 回のコアに録音電流 i を流せば起磁力 $n \cdot i$ を生じ, コア内に磁流が流れる。また空げき長は両方ともに高々 $1/100$ mm 程度であり, 空げきの深さはこれに比べて $1/2$ mm 以上あるため空げき近傍の漏れ磁束を無視して全磁流が空げき内部を通ると考えて差しつかえない。このとき前空げき内部の磁界 H_0 は

$$H_0 = \frac{ni}{g_f + g_r \frac{S_f}{S_r} + \frac{l}{\mu} \frac{S_f}{S_c}} \quad (1)$$

で与えられる。ここで単位系は CGS 電磁単位で, g_f と g_r は前空げきおよび後空げきの磁路長, l はコアの平均磁路長, μ はコアの透磁率, S_f と S_r は前空げきおよび後空げきの断面積, S_c はコアの平均断面積とする。空げき内部は単位透磁率でコアの透磁率は普通 1000 以上ある。また, コアの平均磁路長と平均断面積は近似的に求め得る量である。したがって, これらの定数が決まれば, 録音電流を与えて近似的に前空げき (以下単は空げき g とよぶ) 内部の磁界が求められる。

図 2* はコアの幅方向の一点においてコア表面および磁極面に垂直な平面で断ったヘッドの空げき近傍の断面の磁束分布である。空げき近傍の磁力線分布は, コアの幅方向には変化せず表面に垂直な方向に変化する。

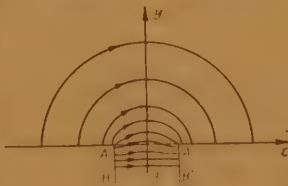


図 2 空げき面の磁力線
Fig. 2—Flux distribution around the air gap.

る。したがって録音ヘッドの空げき近傍の磁力線分布は上述の平面内の分布模様で代表させ得る。つぎにこのような平面とコア表面との交線を x 軸, 磁極面との交線を $AB, A'B'$ で表わし, さらに, この平面と空げき中心を通り磁極面に平行な平面との交線を y 軸にとる。こうすれば xy 平面上で空げき近傍の磁力線分布を表わし得る。またコアの透磁率は極めて大きいので, 空げきをはさむ両磁極面を等磁位面と考える。さらに狭空げきなので, これに比べてコア表面を一樣な

広がりをもつ無限平面と仮定する。こうして閉磁路を構成する磁極面上において密度 B の磁流が流れれば, 磁位関数 $\Omega(xy)$ は両磁極において境界条件 $\Omega=1/2 B \cdot g$ と $\Omega=-1/2 B \cdot g$ を満足し, 両磁極の対称性から空げき中心では $\Omega=0$ となる。

両磁極対称であることから, xy 平面について $-x$ 軸と y 軸で表わされる片方の磁極のみについて考えれば, 一般に磁界 H は等角写像法で求められ, x 軸上では

$$x = -\frac{g}{\pi} \left(\frac{H_0}{H} + \arctan \frac{H}{H_0} \right) \quad (2)$$

AB 線上では

$$x = -\frac{g}{2} \quad y = \frac{g}{\pi} \left(\frac{H_0}{H} + \frac{1}{2} \ln \frac{1-H_0/H}{1+H_0/H} \right) \quad (3)$$

y 軸上では

$$x = 0 \quad y = \frac{g}{\pi} \left(\frac{H_0}{H} + \frac{1}{2} \ln \frac{H_0/H-1}{H_0/H+1} \right) \quad (4)$$

の関係式が得られる⁽⁴⁾。空げき近傍を表わす面内のその他の位置の一般的な解については明確な式で与えることは困難で, 磁力線の分布から図式的な類推で得られる。この 3 つの式および類推解の両方から得た磁界分布と空げき内部の磁界の比を, 空げき面からの距離 y をパラメータにしてしめすと図 3** のようになる。この図は分布磁界の絶対値を表わし, 方向性は考慮してない。また録音体の透磁率は高々 2~4 程度で小さく, 磁界分布に影響しないものと思われる。

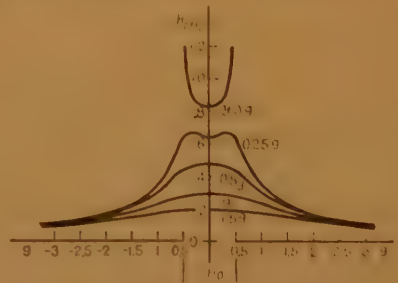


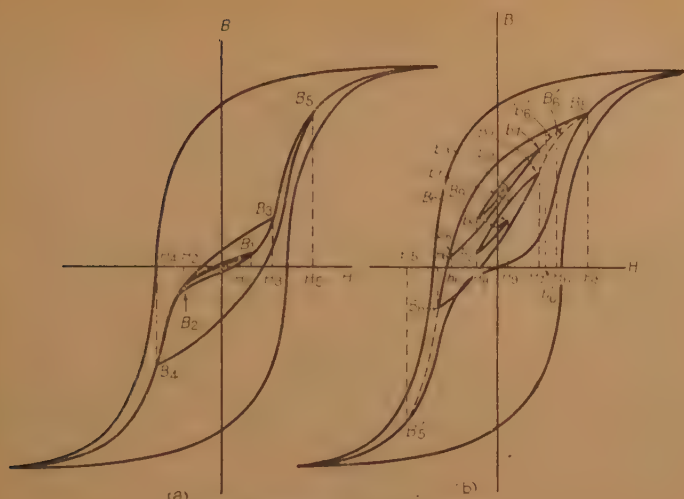
図 3 空げき面磁界の強さの分布
Fig. 3—Field intensity around the air gap.

3. 録音体の磁化作用

3.1 磁化作用の一般法則

録音体のヒステレシス・ループに振幅の漸減する正弦波磁界が作用すれば, 録音体の残留磁束はマイナ・

*, ** 空げき面上に録音体があるときは図 2, 図 3 の分布図は多少異なる。しかし, 実際には録音体が存在しても, その μ は小さいので近似的に図 2, 図 3 の分布図を適用してもよいものと思われる。



(a) : 尖頭値の漸増する磁界に対するループ

(b) : 尖頭値の漸減する磁界に対するループ

図4 磁界対ヒステレシスループの関係

Fig. 4—The magnetizing sequence experienced by an unmagnetized tape element as it passes across the air gap.

ループの収れん値として得られるので収れん法則を検討する。

図4(a)(b)は完全消磁の録音体のヒステレシス・ループに、尖頭値の漸増および漸減する正弦波磁界を作用させてループ追跡を行なったものである。 H_1 から H_5 までは漸増磁界、 H_5 から H_1 までは漸減磁界の尖頭値を表わし、奇数番号は正磁界、偶数番号は負の磁界を表わすものとする。 H_1, H_2, \dots, H_5 で与えられる磁束は B_1, B_2, \dots, B_5 になる。ここで漸増する磁界 H_1, H_2, \dots, H_5 に対しては B_1, B_2, \dots, B_5 のごとく、磁束は総て初期磁化曲線上に含まれ、漸減する磁界 H_5, H_4, \dots, H_1 に対しては磁束は B_5, B_4, \dots, B_1 に至る軌跡をたどって B_r に収れんするマイナ・ループを画く⁽⁵⁾。 B_5 から始まるループは、 H_5 とは大きさ等しく符号のみ異なる磁界 H_5' に対応する B_5' への経路をたどるが、途中 B_5 で反転する。反転したループは同じく H_5' に対応する B_5' へ至り、さらに磁界を加えるとひきづられて B_5 に達して、このマイナ・ループを閉じる傾向をしめすが、実際には B_5' に至る前に B_7 で再反転する。 B_7 で再反転したループも同じ傾向のループを画き、残留磁束 B_r に収れんする。もし H_5 よりも絶対値の小さい磁界 h_5 を考えれば、 B_5 から始まって b_5 で反転するループが得られる。このループは h_5 と大きさ等しく符号のみ異なる磁界 h_5' に対応する b_5' に至り、さらに磁界を加えれば、ひきづられて B_5 に達するが、その前に b_7 で

再反転することになる。 B_5 から B_5 への軌跡と b_5 から B_5 への軌跡は互いに相異なるものであり、したがって B_7 および b_7 に始まり、 $H_5, H_5, 0$ と漸減する磁界に対して収れんするマイナ・ループは兩者の間では全く異なり、残留磁束も異なった値をしめす、一般にこれらの軌跡の一義的決定は困難で、正確には測定によらねばならないが、近似的には上述の法則から作図して求められる。

録音体の厚味は普通12/1000～15/1000mmあり、厚味方向の各層は、図3の分布から決まる正弦波磁界で上述収れん法則にしたがって磁化されるが、つぎに現用磁気テープが磁気ヘッドの狭空げき面を通過する

際の磁化模様をループ追跡して求める。

3.2 長波長録音

録音体を実効的に作用する磁界の範囲は空げき内部

の磁界 H_0 から決まるが、ここでは左右5gまでの距離に選ぶ。使用テープはScotch 159計測用である。

直流磁界録音では漸増磁界に対して磁束は図にしめす初期磁化曲線をたどり、y軸上で最大磁界 H_5 を受けて最大磁束 B_5 となり、漸減する磁界に対しては単調に残留磁束 B_D に着く。

正弦波録音で録音周波数を f 、テープ速度を v とすれば、録音

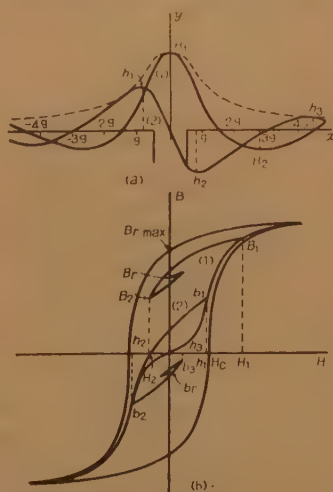


図5 波長の長い正弦波磁界とそれに対するヒステレシスループ

(a) : 空げき中心に尖頭値があるとき
(2) : (1)より $\pi/4$ 位相進んだ磁界
(b)は(a)の磁界に対するScotch 159テープ($B_r \text{ max } 1100 \text{ gauss}$, $H_c \text{ 250 oersted}$)のヒステレシスループ

Fig. 5—The magnetizing sequence experienced by a tape element during the recording process of a long wavelength signal.

体の記録波長は $\lambda = v/f$ で与えられるが, ここでは記録波長の比較的長い $\lambda = 6g$ の録音を考える. 図5(a)の(1)曲線は $x=0$ で丁度正の尖頭正弦波漏れ磁界を受けるようなテープ上の着目点について考えた x 軸対磁界強度の関係を表わし, 同図(b)の(1)ループは録音体がこのような磁界を受けたとき画くマイナ・ヒステレシス・ループで, 残留磁束 B_r に収れんする. また, 録音体上, この点より $1/4$ 波長遅れて y 軸上に到達する点は $\pi/2$ 位相進んだ漏れ磁界を受けることになる. 後者の点は正弦波磁界の正の最大尖頭値を y 軸上の左方 $1.5g$ の点よりわずかに手前で受けることになる. 図5(a)(b)の(2)曲線および(2)ループはこのときの磁界分布とそれに対するヒステレシス・マイナ・ループを表わし, 残留磁束 $-b_r$ に収れんする. また $1/2$ 波長遅れて到達する点は π 位相進んだ磁界を受けて $-B_r$ に収れんし, 1 波長遅れた点で最初の B_r に復帰する. かくして正弦波が録音され, y 軸上に尖頭値のある漏れ磁界を受ける点が, ほぼ記録正弦波の尖頭値になる.

3.3 短波長録音

録音波長が短くなり, 空けき長の3倍以下位になると, 空けき面を通過する録音体は数回以上実効的な繰返し漏れ磁界の影響を受け磁化機構も複雑化する.

一例として $\lambda = 2g$ の場合を検討する.

図6(a)は

$y = 0.5g$ の位置における

$\lambda = 2g$ の漏れ

磁界分布をしめす. 同図(b)

はこの磁界分布に対応する

録音体のマイナ・ループ

である. 一般に磁界に対する

磁束の変化率は飽和磁束

近辺では小さく, 保磁力付

近では大きい. したがって

2つの磁界 H_1, h_1 が大

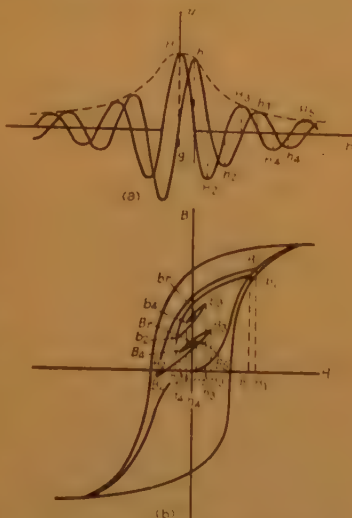


図6 波長の短い正弦波磁界とそれに対するヒステレシスループ

(a)は $\lambda = 2g$ の正弦波磁界

(b)はこれに対するヒステレシスループ

Fig. 6—Corresponding representation of Fig. 5 for a short wavelength signal.

きくて, 共に飽和に近い磁束 B_1, b_1 を与えるなら H_1 と h_1 が多少相異しても B_1, b_1 が近似するが H_2, h_2 が保磁力に近いと両磁界のわずかの相異で B_2, b_2 の値が大きく開き $|H_2| > |h_2|$ から $b_2 > B_2$ となる. つぎに H_3, h_3 が小さく初期磁化曲線の最初の非線形部分の磁束を与える程度の大きさなら, その近傍の磁界変化に対しては磁束変化が小さいので $b_3 > B_3$ の関係が保たれる. これよりさらに減衰する両磁界に対しても同様な関係が成立し, 残留磁束において $b_r > B_r$ となる. 実際に空けき面で種々位相の異なった正弦波磁界を考え, それらの磁界に対する録音体のヒステレシス・ループの追跡を行なった. その結果, 記録正弦波の尖頭値は y 軸上に尖頭値のある磁界を受ける点ではなく, これより多少位相のズレた磁界を受ける点に存

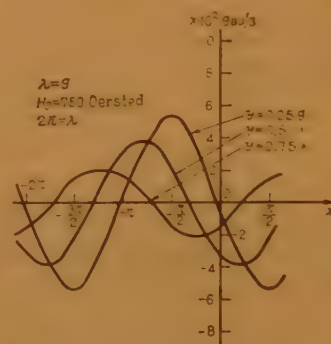


図7 録音体の厚さ方向の記録正弦波 ($x=0$ の点が y 軸上で磁界の最高値を受ける)

Fig. 7—Remanence on each layer of the medium which would be divided into several layers in the direction of thickness. This shows that the difference of phase as well as amplitude among the layers exists.

在することが判った. 図7は y 軸上 $0.25g, 0.5g, 0.75g$ の位置を通る録音体の層の記録正弦波である. x 軸は録音体の走行方向を表わし, $x=0$ の点が y 軸で最大磁界を受ける点である. また空けき面上で長波長と短波長の正弦波漏れ磁界を比較すると, π 位相隔てた正負2つの振幅値の大きさの近似度は短波長の方が強い. そのため短波長磁界を受ける録音体の方がマイナ・ループの対称性が強められ, 収れん値として得られる残留磁束もより小さくなる. この残留磁束の小さくなる現象を録音減磁作用, また, この結果得られる残留磁束と直流磁界によるそれとの比を dB で表わし, この点における録音減磁損失とよぶ. 一般に y 軸上における尖頭値および波長が等しく, 減衰特性のみ異なる2つの正弦波磁界を比較すると, π 位相隔てた正負の振幅値の大きさの近似度は減衰特性のなだらかな方が急峻な場合より強い. したがって, ならかな磁界を受ける録音体の方が急峻な磁界を受ける録音体比べて録音減磁損失と位相ズレが大きくなる. 実

際の漏れ磁界は空げき面から遠ざかると、その絶対値が小さくなだらかなるため録音体の厚さ方向の残留磁束は著しく減少し、位相ズレが大きくなる。

3.4 空げき長と録音波長の関係

つぎに空げき内部の磁界 H_0 と録音波長 λ を一定とし、空げき長 g を変化すれば録音体の磁化模様はどのように変わるかを検討する。

たとえば図8に示すように最初に空げき長が録音波長の1/2とする。つぎに空げき長のみ2倍すれば空げき長と録音波長と等しくなる。すなわち2倍された空げき長に対しては録音波長は1/2に短縮されたのと同じ効果

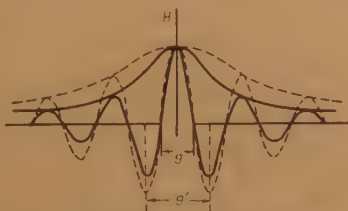


図8 空げき長の変化に対する正弦波磁界分布の変化
Fig. 8—Schematic representation of magnetic field variation across the air gap when it varies.

をもつことになる。一般に空げき内部の磁界と録音波長が一定で空げき長のみを k 倍すれば、 k 倍された空げき長に対しては波長は $1/k$ に短くなったのと同じ効果をもつ。このことから、録音波長を一定とすれば広空げきの方が狭空げきに比べて録音減磁と位相ズレが大きいことになる。しかし、録音体の厚さ方向の任意層について考えると必ずしもこのようなことは言えない。その理由は、たとえばはじめ g の距離を通る層では2倍された空げき長 g' に対しては $g'/2$ の距離を通ることになり、絶対値も大きく急峻な減衰特性をしめす磁界を受けるようになって、録音減磁と位相ズレが減るようになるからである。一般に録音波長と録音レベルを一定にし空げき長を増せば録音体の表面近くでは録音減磁が増えて残留磁束が減少するが、厚

さ方向への磁化の滲透が増大する。実用的意味での録音減磁損失は、任意波長磁界による録音体厚さ方向の全残留磁束と直流磁界によるそれとの比で定めるのが普通なので上述の磁化の滲透を考慮すると空げき長を広げれば録音減磁損失が増大することにはならない。

3.5 高レベルの録音

H_0 が 1000 エルステッド以上の高レベル録音を考える。録音体が急峻な減衰特性をしめす磁界を通過中は充分飽和磁束に達してメジャ・ループをたどり、この範囲を通過した後、空げきから充分離れたなだらかな減衰特性をしめす磁界においてマイナ・ループを画くようになる。すなわちここで前に述べたマイナ・ループの対称性が強調され、低レベル録音に比較して録音減磁損失と位相ズレが大きくなる。

3.6 追跡値の検討

つぎに録音体を厚さ方向に数層に分割し、それらの層に対応する分布磁界でループ追跡を行ない。その結果得られた残留磁束の厚さ方向の分布を考える。図9は飽和残留磁束を零 dB として基準値にとり、表面より厚さ方向への分布を dB で表わしたものである。同図 (a) (b) (c) は録音レベルを変えて追跡したもので λ をパラメータにとっている。この3つの図を比較すると、録音レベルの低いときは短波長磁界でも表面層の録音減磁が比較的小さく録音の滲透が浅い。しかし録音レベルが高くなると表面層の録音減磁が増え、録音の滲透が増大する。したがって、録音体の厚味損失と自己減磁損失を考察するときは、厳密には録音レベルに関連する磁化の滲透をも考慮して行なわねばならぬ。

実際に空げき長 5μ のヘッドを用い、空げき面と録音体の間隔を 1μ と仮定したときに録音体に作用する漏れ磁界で現用磁気テープ (Scotch 159) のヒステレシス・ループを追跡した。図10の実線は追跡値

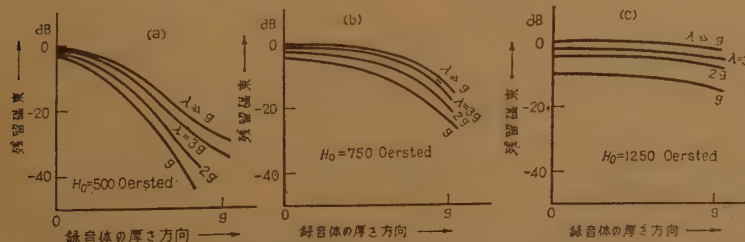


図9 追跡による録音体厚さ方向への磁化の滲透
(飽和残留磁束を零 dB とする)

Fig. 9—Penetration of magnetization towards the direction of thickness by following the magnetic history.

から求めた録音減磁損失で、これを 6 dB/oct. の出力特性と比較したものである。この図では H_0 をパラメータとしている。空げき面と録音体の間隔は今までの実験と理論から 1μ ないし 2μ と考えられるので、ここでは 1μ に選んでも差しつかえない。さらに、この追跡値を検討したところ式 (5) にしめすような実験式が導かれた。

$$20 \log_{10} \left[1 + 0.18 \frac{H_0}{H_c} - 0.64 + \left\{ 0.19 \left(\frac{H_0}{H_c} - 0.142 \right)^2 - 0.695 \right\} e^{\left\{ 0.022 \left(\frac{H_0}{H_c} - 7.2 \right)^2 - 0.82 \right\} \lambda/g} \right] \text{dB} \quad (5)$$

ここに H_0 は録音体の保磁力である。この式から得られた録音減磁損失は図 10 の点線で示される。

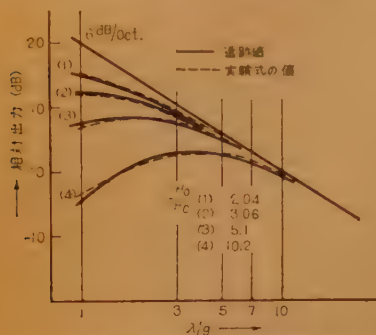


図 10 録音減磁損失の相対値

Fig. 10—Recording demagnetization v.s. wave-length.

4. 広空けき録音ヘッドを用いた実測値

つぎに空けき長⁵⁾ 50 μ の広空けき録音ヘッドを用い、空けき面と録音体の間に 10 μ ステップで 50 μ までの厚さのスペーサを置いて録音する。これらの間隔を置いて録音された録音体を空けき長 2 μ の再生ヘッドで再生する。ここで問題とする録音波長は空けき長 g に等しい 50 μ が最短で、このときの周波数は 1000 c/s 以下である。すなわち長波長、低周波数なので再生時の損失とコア損失は無視でき、特に考慮の必要あるのは自己減磁損失である。

さて、こうして得られた再生出力の周波数特性を表わすと図 11 のようになる。同図 (a) (b) は録音レベルを変えて測定したものである。ここで充分長い波長における飽和出力値を通して 6 dB/oct. で上昇する理想的な出力直線を描き、この直線から予想される自己減磁損失を除いた曲線を基準線とする。つぎに図 12 (a) (b) は $\lambda=g, 2g, 3g, 10g$ における基準線の値を零 dB とし、この零 dB に対する各厚味の相対出力を表わしたもので厚き方向の磁化の透過模様が判る。図 9 (a) (b) と図 12 (a) (b) がほぼ対応するものと思われるが、厳密には両者の間には厚味に対する透過模様と各波長に対する磁化レベルに多少の相違がある。これはつぎの原因によるものと思われる。

- (1) 追跡値と実測値の間の録音レベルの相異
- (2) 追跡は漏れ磁界の水平成分と垂直成分に分離

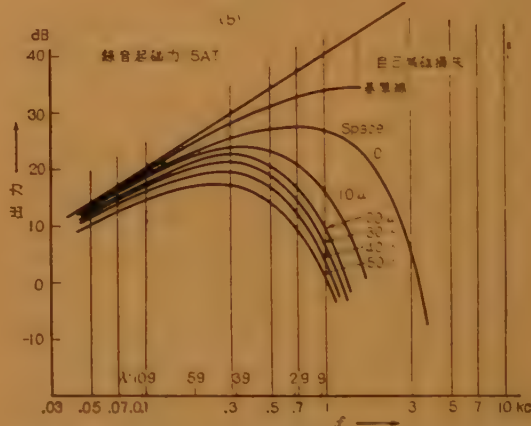
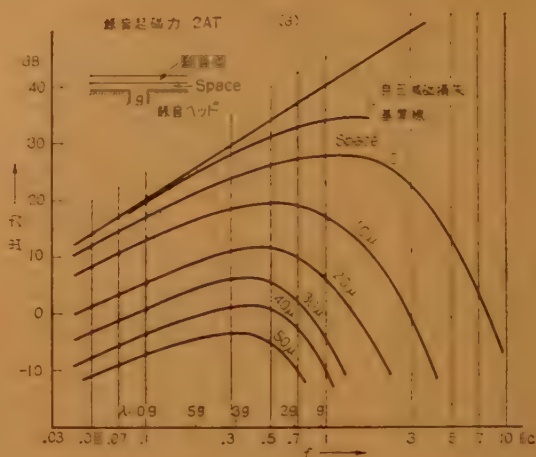


図 11 y 軸上数種の位置を通る録音体の周波数特性
Fig. 11—Frequency characteristics with varying the spacing between the recording head and the tape, and intensity of magnetic field.

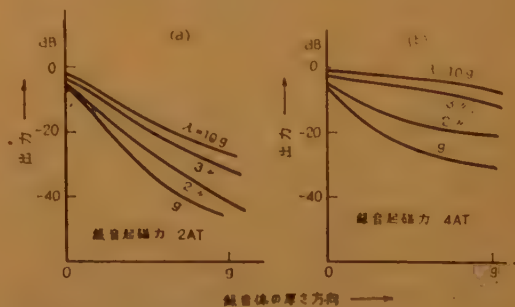


図 12 図 11 の周波数特性から推定した録音体厚き方向への磁化の透過。長波長の飽和出力を零 dB とする

Fig. 12—Corresponding representation of Fig. 9 for the results from the experiment.

することなく合成成分で行なったので残留磁束も合成成分によるものとなっている。このうち再生に寄与するのが主として水平成分によるもので垂直成分によるものが影響しないなら、その分は損失となる。

(3) 前に予想した厚き方向に位相ズレが存在すれば、これも損失の原因になるものと思われる。

しかし、追跡値と実測値による磁化傾向の間に大きな差異はなく、これより録音体の磁化傾向を予測し得る。

5. 結 言

録音体を厚き方向に分割した場合、それらの層の磁化傾向および残留磁束といわゆる録音減磁が明らかになった。さらに、これらの層の磁化模様から厚き方向への磁化の滲透と録音減磁の関係を図式化できた。しかし、追跡は漏れ磁界の絶対値で行なったが、実用のテープは水平方向にオリエンテーションがなされているので、磁界の水平成分で追跡するとさらに近似した値が得られたかもしれない。また、ここでは無バイアス録音を考えているが実際の磁気録音は交流バイアス

を重ね合して行なわれる。交流バイアス録音の磁化機構は非常に複雑になるが、さらにこれについても検討したいと考えている。

終りに御指導いただいた当社技術部植村次長、御討論を与えられた東北大通研岩崎助教授、測定に御協力いただいた当社村田修二氏に深謝する次第である。

文 献

- (1) R.L. Wallace: "The reproduction of magnetically recorded signals", B.S.T.J., 30, 4, p 1945, (Oct. 1951).
- (2) E.D. Daniel and P.E. Axon: "The reproduction of signal recorded on magnetic tape", P.I.E.E., 100, 65, p 158, (May 1953).
- (3) E.D. Daniel: "The influence of some head and tape constant on the signal recorded on magnetic tape", P.I.E.E., 100, 65, p 168, (May 1953).
- (4) W.K. Westmijze: "Studies on magnetic recording", Philips Res. Rep., 8, p 167, (1953).
- (5) 永井・岩崎・横山: "磁気録音における高周波偏倚磁化作用", 電学誌, 77, p 688, (昭 32-06).
- (6) 熊倉・大村・永瀬: "磁気録音における録音減磁作用について", 昭 35 信学全大論文集 65.

(昭和 35 年 12 月 16 日受付)

UDC 621.382.2 : 539.125.5

エサキ・ダイオードの放射線損傷効果*

正 員 古 川 吉 孝

(電気通信研究所)

要約 エサキダイオードの過剰電流は中性子照射によって増加する。この過剰電流の増加は、照射により禁帯中に生じた離散的なエネルギー準位へ電子がトンネルし、ついで再結合すると考えると理解できる。簡単なモデルを仮定して導き出した過剰電流の式は、実験結果を可成りよく説明することができる。これらの実験より、エサキダイオードの場合でもトランジスタと同様、結晶の品質がダイオード特性に大きな影響をおよぼしていることが明らかとなった。

1. 序 言

エサキダイオードでは普通の PN 接合に見られる拡散電流 (少数キャリアの注入、再結合により生ずる電流) と、接合の N 側の導電帯の電子が P 側の充満帯へ遷移するために生ずるトンネル電流 (これが負性抵抗の原因となる) の他に、比較的大きな電流が 0.1~0.4 ボルト付近で流れる。この電流は一般に過剰電流 (excess current) と呼ばれている⁽¹⁾。ダイオードを回路に応用する場合には、過剰電流ができるだけ少な

いことが望ましいのであるが、この電流が流れる機構はいまのところよくわかっていない。接合の N 側の電子が P 側の禁帯の中ほどに位置する離散的なエネルギー準位へ遷移することがその一因としてあげられている⁽²⁾。そしてこのような深いエネルギー準位は、銅、またはニッケルのような不純物、あるいは結晶格子の不完全さのためにできたのであろうと推論されている。

したがって、接合の状態に大きな変化をあたえることなく深い準位を接合の両側に導入することができれば、過剰電流の性質を一層よく理解することができよう。銅、ニッケルをゲルマニウムの中へ拡散させて深い準位を導入することもできるが、拡散の際、インジウムが再溶解するから、このような方法では、拡散前

* Effect of Neutron Irradiation on Characteristics of Esaki-Diodes. By YOSHITAKA FURUKAWA, Member (Electrical Communication Laboratory, Tokyo). [論文番号 3384]

後の接合は全く別のものであると考えなくてはならない。ところが、常温で放射線を照射して深い単位をつくってやれば照射の前後の接合は一応同一物であると見なすことができる。したがって、この方法は過剰電流をしらべる場合、極めて有効な手段となる^(2,3,4)。そこで中性子をダイオードにあて積極的に深い単位をつくり、過剰電流の性質をしらべた。

2. 実験結果

実験に用いたダイオードは、電子濃度 $n(\text{cm}^{-3})$ の種々異なった N 形ゲルマニウム(砒素添加)に 0.5% のガリウムを含んだインジウム小球を合金させたもので

表 1 試料の性質

試 料	$n(\text{cm}^{-3})$	照射前の $I_p(77^\circ\text{K})$	単位面積あたり $I_p(77^\circ\text{K})$
No. 1	2.16×10^{19}	73.0 mA	30 A/cm ²
No. 2	1.48×10^{19}	9.18 mA	5 A/cm ²
No. 3	6.08×10^{18}	58.8 μA	0.1 A/cm ²

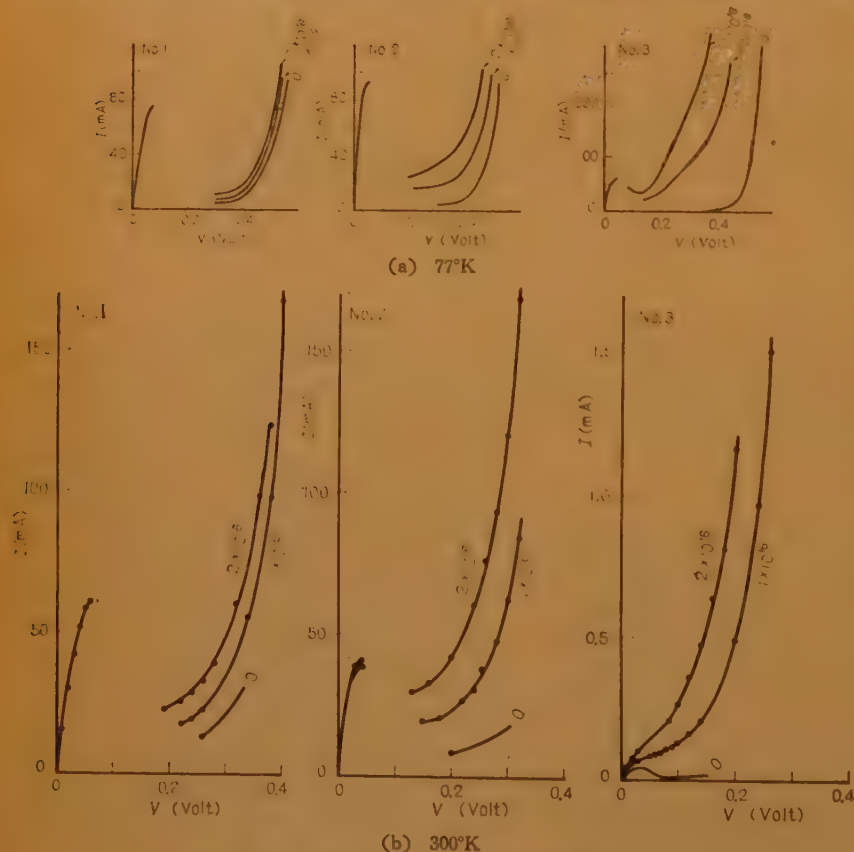


図 1 中性子照射による V - I 特性の変化
Fig1—Change in V - I characteristics by neutron irradiation.

ある⁽⁵⁾。表 1 にこれらのダイオードの諸特性を示す。

原子力研究所一号炉を用いて中性子照射をおこなった。この炉では単位面積あたり毎分 3×10^{19} 個の中性子が試料にあたる。本実験では一回の照射により 10^{18} (cm^{-2}) の中性子があたるようにした。インジウム、およびナトリウム (ヘッダのガラスに含まれている) は中性子にたいして大きな捕獲断面積をもっていて強い二次放射線をだす。したがって試料を照射後一週間放置し、放射能が許容量以下となってから測定した。

照射によってダイオードの電流-電圧特性が変化する様子を図 1 (a) および図 1 (b) に示す。図 1 (a) は 77°K 、図 1 (b) は 300°K の特性である。図 2 は印加電圧を一定にたもった場合、電流が温度によってどのように変化するかを表わしたものである。拡散電流が過剰電流にくらべて無視できる場合、図 2 は過剰電流の温度変化をあたえる。また 77°K で一定の電圧を印加した場合、照射のために増加した接合の単位面積あたりの過剰電流 $(I_e - I_{e0})/S$ と、 $(I_e - I_{e0})/I_p$ を

接合の N 側の電子濃度 n にたいしてプロットすると図 3 のようになる。ここに I_e は照射後の過剰電流、 I_{e0} は最初から存在する過剰電流、 I_p はピーク電流、 S は接合の面積である。ただし図 3 を書くにあたって、拡散電流は過剰電流にくらべて無視できると仮定した。

上記実験結果を要約するとつぎのようになる。

(1) 印加電圧を一定にした場合、 $(I_e - I_{e0})$ は照射量に比例して増加する。

(2) I_e は、印加電圧がまずと増加する。増加の仕方は n の低い試料ほど著しい。すなわち (dI_e/dV)

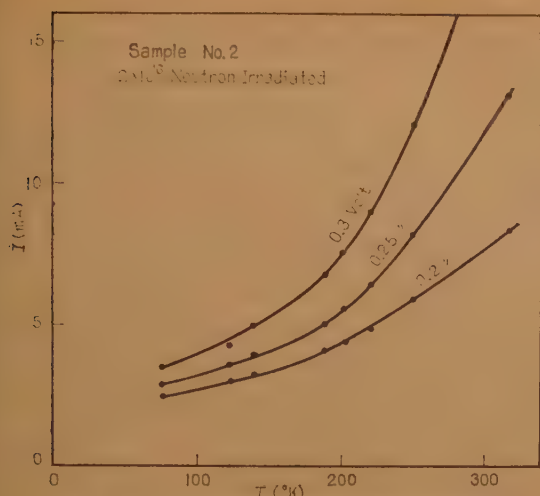


図2 種々のバイアス電圧における電流の温度変化
Fig. 2—Temperature dependence of current at fixed voltages for sample No. 2.

I_e は n が低いほど大である。試料 No. 3 の 77°K の電流電圧特性は、0.3 ボルト付近でわずかながら上方に凸になっている。

(3) 同一照射量にたいして $(I_e - I_{e0})/S$ は n が小なるほど小であるが、 $(I_e - I_{e0})/I_p$ は n が小なるほど大である。

(4) 印加電圧を一定にした場合 I_e は低温領域で飽和する傾向にある。200°K~300°K の温度範囲で変化が著しい。 $(\frac{dI_e}{dT})/I_e$ は n が小なるほど大であるが、印加電圧にはほとんど関係しない。

(5) この実験における総照射量の範囲内では、77°K における I_p は照射によって変化しない。しかし 300°K における I_p は照射によって多少増加し、増加のしかたは n が小なるほど著しい。この I_p の増

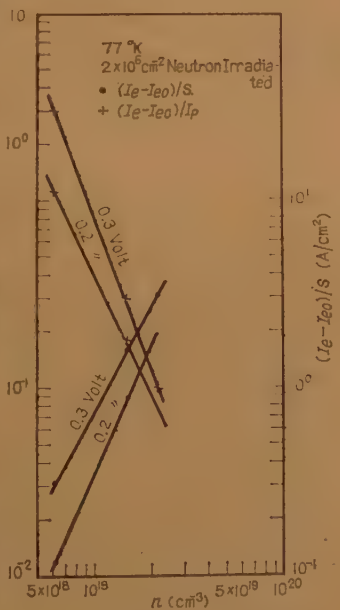


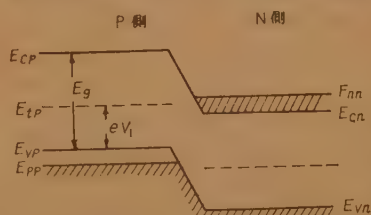
図3 $(I_e - I_{e0})/I_p$ および $(I_e - I_{e0})/S$ と電子濃度 n との関係
Fig. 3— $(I_e - I_{e0})/I_p$ or $(I_e - I_{e0})/S$ versus n curves at fixed bias voltages.

加は、拡散電流が照射のために増加したからではない。このことは $\log I$ を電圧 V にたいしてプロットすれば直ちに判明する。したがって過剰電流は全電圧範囲にわたって存在する。

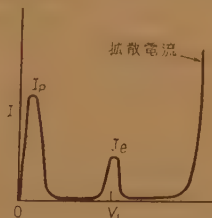
(6) 上記実験期間中、接合の N 側の電子濃度 n は実験誤差の範囲内で変化していない。このことはホール効果を測定して確かめられた。 P 側の正孔濃度 p も多分変化していないであろう。この事実は 77°K における I_p が照射によって変化していないことと一致している。

3. 実験結果の検討

過剰電流が深いエネルギー準位への電子の遷移により流れるとすると、このような考えで上記実験事実をどこまで説明することができるか検討する。中性子照射によって少なくとも 4 種類の準位が導入されるといわれているが、その詳細はよくわかっていない⁽⁶⁾。いま図 4 (a) に示すように、禁止帯の中に深いエネルギー準



(a) 単一のトラップが存在する場合のエネルギーダイヤグラム



(b) 単一のトラップが存在する場合のV-I特性図

図4 トラップを含むエサキダイオードの理想化したV-I特性

Fig. 4—Idealized V-I characteristic of Esaki diode containing deep levels in forbidden band.

したがって実験結果が示すような広い電圧範囲にわたっての過剰電流をこのモデルで説明するためには、禁止帯の中には離散的な準位がエネルギー的にも分布していると仮定しなくてはならない。禁止帯の中の準位の分布が特に禁止帯の中央付近で密であると仮定すれば、No. 3 の試料で 0.3 ボルト付近での電流-電圧特性が上方に凸であることを説明することができる。した

がって今後は中性子照射によって生じたエネルギー単位は禁止帯内に分布しており, $\Delta E = (F_{nn} - E_{cn}) \approx (E_{vp} - E_{pp})$ のエネルギー幅の中に $N_t(V)$ の単位ができたとして仮定する. F_{nn} 等の記号の意味は後で述べる.

つぎに電圧 V を印加した場合の過剰電流を求める. 今後は照射によってできた単位を単にトラップと呼ぶことにする. するとトラップと関連した電子の遷移過程につぎの2つの過程があらわれる.

(A) N 側の導電帯の電子が P 側のトラップに遷移し, ついで充満帯の正孔と再結合する.

(B) N 側の導電帯の電子が N 側のトラップに落ち込み, ついで P 側の充満帯に遷移する.

禁止帯中のトラップは離散的だから, (A), (B) に再結合過程を持込まなければ定常電流は流れない. たとえば, (A) で正孔との再結合がないとすると, トラップは電子で充電されるだけで正味の遷移が起これなくなる.

(A), (B) 過程の数学的取扱はまったく同じだから (A) についてのみ詳細に論ずる.

(A) 過程を, さらに詳細にわけるとつぎのようになる.

(A-1) P 側の導電帯に注入された電子が P 側のトラップに捕獲され, 反対にトラップから放出される.

(A-2) P 側の充満帯の正孔が P 側のトラップに捕獲され, 反対に放出される.

(A-3) N 側の導電帯の電子が P 側のトラップに遷移し, 反対に P 側のトラップから N 側に遷移する.

(A-1), (A-2) 過程は Shockley, Read⁽⁷⁾ が論じたものと同じである. 今後つぎのような記号を用いて (A) 過程を取扱う.

E_{vp}, E_{vn}	充満帯の端のエネルギー
E_{cp}, E_{cn}	導電帯の端のエネルギー
E_{tp}, E_{tn}	トラップのエネルギー準位
F	フェルミ準位
F_{np}, F_{nn}	電子の擬フェルミ準位
F_{pp}, F_{pn}	正孔の擬フェルミ準位
$N(E)$	単位エネルギー中の状態密度
N_t	$\Delta E = F_{nn} - E_{cn}$ のエネルギー幅内のトラップ数
n	N 側の電子濃度
p	P 側の電子濃度
f_{tp}, f_{tn}	トラップが電子で占められる確率
$f(E, F)$	エネルギー E フェルミ準位 F の場合のフェルミ関数

z	単位時間あたりのトンネルの確率
$C_n(E)$	単位エネルギー範囲内の電子が単位時間に空のトラップに捕獲される確率
$C_p(E)$	単位エネルギー範囲内の正孔が単位時間に電子で満たされたトラップに捕獲される確率

上記記号において, たとえば E_{vp} は P 側の, また E_{vn} は N 側の充満帯の端のエネルギーを表す.

低温では N 側の導電帯は F_{nn} まで電子が完全につまっており, P 側の充満帯では F_{pp} より上のエネルギー単位は完全に空いていると考えてよい. すると接合に電圧 V を印加した場合, (A-1) 過程で電子がトラップに捕獲される正味の割合 U_{cn} は

$$U_{cn} = \left[1 - \exp\left(\frac{F_{tp} - F_{np}}{kT}\right) \right] (1 - f_{tp}) N_t \int_{E_{cp}}^{\infty} f(E, F_{np}) N(E) C_n(E) dE \quad (1)$$

(A-2) 過程で正孔がトラップに捕獲される正味の割合は

$$U_{cp} = \left[1 - \exp\left(\frac{F_{pp} - F_{tp}}{kT}\right) \right] f_{tp} N_t \int_{F_{pp}}^{E_{vp}} N(E) C_p(E) dE \\ = \left[1 - \exp\left(\frac{F_{pp} - F_{tp}}{kT}\right) \right] f_{tp} N_t p \bar{C}_p \quad (2)$$

ただし $\int_{F_{pp}}^{E_{vp}} N(E) C_p(E) dE = p \bar{C}_p$ とした.

(A-3) 過程で電子がトラップに遷移する正味の割合は

$$U_{in} = [1 - f_{tp}] N_t n z \quad (3)$$

したがって定常状態では

$$U_{cp} = U_{cn} + U_{in} \quad (4)$$

式(4)の U_{cn} は拡散電流, U_{in} は過剰電流に相当する. $U_{cn} \ll U_{in}$ の温度, および電圧範囲で式(4)は

$$U_{cp} \approx U_{in} \quad (5)$$

となる.

式(2), (3), (5) から f_{tp} を求め, U_{in} を f_{tp} を含まない形式であらわすと

$$U_{in} = \frac{p \bar{C}_p n z}{n z + \left[1 + \exp\left(\frac{E_{pp} - E_{tp}}{kT}\right) \right] p \bar{C}_p} N_t \\ = \frac{p \bar{C}_p n z}{n z + p \bar{C}_p} N_t \quad (6)$$

$p \bar{C}_p n z / (n z + p \bar{C}_p)$ は常に $n z$ より小さい. トラップにおける再結合が無限に速く行なわれる場合, 式(6)は

$$U_{in} = n z N_t \quad (7)$$

となる。

z はつぎのようにあたえられる。電子が N 側の導電帯から P 側の充満帯へ遷移する場合には、電子はエネルギーギャップ E_g に相当した高さのポテンシャルの山を遷移しなくてはならない。その際、接合内の電場の強さは $E_g^{1/2}$ に比例し、遷移確率は $\exp\left\{-\alpha\left(\frac{1}{n} + \frac{1}{p}\right)^{1/2} E_g\right\}$ であたえられる。ところが N 側の導電帯の電子が P 側のトラップに遷移する場合には、ポテンシャルの山の高さは $(E_g - eV)$ と減小し、一方接合内の電場の強さも $(E_g - eV)^{1/2}$ に比例して減小するから遷移確率 z は近似的に

$$z = \exp\left\{-\alpha\left(\frac{1}{n} + \frac{1}{p}\right)^{1/2} (E_g - eV)\right\} \quad (8)$$

であたえられる。 α は合金の条件を決めればきまる常数である。結局過剰電流は式 (6), (8) であたえられたことになる。

われわれは \bar{C}_p の詳細なる性質を知らない。それゆえ再結合速度が無限に速い場合の過剰電流

$$n N_t \exp\left\{-\alpha\left(\frac{1}{n} + \frac{1}{p}\right)^{1/2} (E_g - eV)\right\} \quad (9)$$

と実験結果とを比較することにする。式 (9) との比較はつぎのようである。

(1) 式 (9) から明らかなごとく、過剰電流は N_t したがって照射量に比例する。これは実験結果と一致している。

(2) 式 (9) より、過剰電流は n が小なるほど小であり、また N_t の電圧依存が小さければ、換言すればトラップの分布が比較的に一樣ならば、印加電圧の増加にともなって指数関数的に増加しなくてはならない。さらに

$$\begin{aligned} \left(\frac{dI_e}{dV}\right)/I_e &= \left(\frac{dN_t}{dV}\right)/N_t + \left(\frac{dz}{dV}\right)/z \\ &\approx \left(\frac{dz}{dV}\right)/z = e\alpha\left(\frac{1}{n} + \frac{1}{p}\right)^{1/2} \end{aligned}$$

したがって n が小なるほど $\left(\frac{dI_e}{dV}\right)/I_e$ は大でなくてはならない。これらは実験事実と一致している。

$$(3) I_p \text{ は近似的に } np \exp\left\{-\alpha\left(\frac{1}{n} + \frac{1}{p}\right)^{1/2} E_g\right\}$$

であたえられるから、

$$\frac{I_e - I_{e0}}{I_p} = \frac{N_t}{p} \exp\left\{\alpha\left(\frac{1}{n} + \frac{1}{p}\right)^{1/2} eV\right\} \quad (10)$$

となる。したがって $(I_e - I_{e0})/I_p$ は n が小なるほど、

また印加電圧の大なるほど大である。これらの傾向はすべて実験結果と一致している。

以上は定性的な議論であるが、つぎに式 (9) が定量的にどの程度実験結果と一致するかを検討する。

式 (9) に現われた α は実験的にもとめられており⁽⁸⁾、砒素添加ゲルマニウムの場合、室温で

$$\alpha = \frac{3.2 \times 10^{10}}{E_g(300^\circ\text{K})} \quad (11)$$

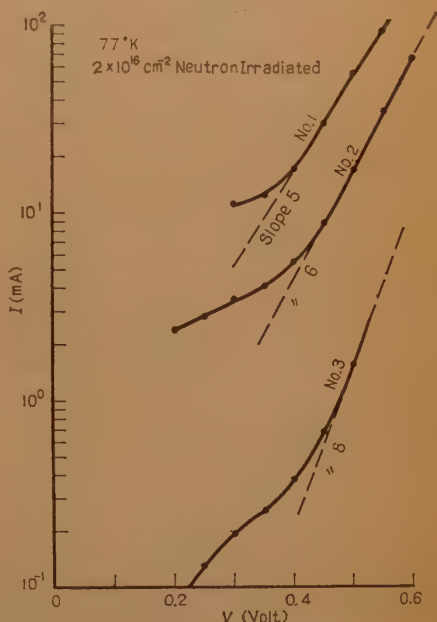


図 5 $\log_{10} I$ と V との関係
Fig. 5— $\log_{10} I$ versus V curves at 77°K .

である。 N_t が電圧に無関係に一定であると仮定すると $\log_{10} I_e$ を V に対してプロットした場合の直線の傾斜は、試料 No. 2 の場合 6 でなくてはならない。

図 5 は $\log_{10} I_e$ を V に対してプロットしたものであるが、図から明らかなように 0.4 ボルト以上ではたしかに 6 に一致している。0.4 ボルト以下の電圧では傾斜がゆるやかになるが、これは N_t の分布が一樣でないために生じたものと解される。また

$$\begin{aligned} \frac{I_e - I_{e0}}{I_p} &= \frac{N_t}{p} \exp\left\{3.2 \times 10^{10} \right. \\ &\quad \left. \cdot \left(\frac{1}{n} + \frac{1}{p}\right)^{1/2} \frac{eV}{E_g(300^\circ\text{K})}\right\} \quad (12) \end{aligned}$$

であり、式 (12) に現われた指数関数を n に対してプロットすると図 6 のようになる。ここでは $p = 10^{20} \text{ cm}^{-3}$ と仮定した。図から明らかなように実験結果と

比較すると傾斜が可成りよく一致していることがわかる。図より $2 \times 10^{16} \text{cm}^{-2}$ の中性子を照射した場合、0.2 ボルト付近で $N_i/p \approx 10^{-3}$ 、0.4 ボルト付近で 10^{-2} とすると実験結果はほぼ一致する。

つぎに式 (9) から期待される I_e の温度変化をもとめる。 E_g は

$$\begin{aligned} E_g(T) &= E_g(0) - \beta T \\ \beta &= 4 \times 10^{-4} (\text{eV}/T) \end{aligned} \quad (13)$$

のように温度 T に対して変化する。したがって、

$$\left(\frac{dI_e}{dT} \right) / I_e = \frac{3.2 \times 10^{10} \left(\frac{1}{n} + \frac{1}{p} \right)^{1/2}}{E_g(300^\circ\text{K})} \beta \quad (14)$$

試料 No. 2 の 77°K 付近の $\left(\frac{dI_e}{dT} \right) / I_e$ は式 (14) からは 5.5×10^{-3} 、実験からは印加電圧が 0.2 ボルトのとき、 5.6×10^{-3} 、また 0.3 ボルトのとき 6×10^{-3} である。実験結果は理論値と極めてよく一致する。

上記の議論は式 (9) に基づくものであり、したがってさらに詳細に検討するためには式 (6) を用いねばならないが、 \bar{C}_p の性質がわからないので、これ以上の議論はできない。拡散電流が無視できない温度、電圧範囲では式 (4) を議論せねばならない。少数キャリアの注入が多くなるとトラップを通過してのトンネル電流が影響を受けるようになる。エサキダイオードでは拡散電流と過剰電流が全く独立して無関係に流れ

えないのである。

4. 結 言

われわれは中性子の照射によって生じたエネルギー準位が禁止帯の中に分布し、トラップとして作用すると仮定することで過剰電流の式を導き出した。そして禁止帯中のトラップの分布が禁止帯の中央付近で密であり、さらに $N_i/p \approx 10^{-2} \sim 10^{-3}$ と仮定することで実験結果を定性的に、また半定量的に説明することができた。しかし、ダイオードには中性子を照射しなくても、もともと過剰電流が流れている。この過剰電流がいかなる機構で流れているのかは依然わからない。仮りにトラップによるとすると、このトラップが何に原因するのか不明である。ただつぎのようなことはいえる。エサキダイオードでは少数キャリアの寿命は問題にならないといわれている。負性抵抗が多数キャリアのトンネル効果によるからであろう。しかし過剰電流に関するかぎり、そのようなことは言えない。したがって、過剰電流を少なくするためには矢張りトランジスタの場合と同様、高品質の結晶を必要とする。高不純物濃度の結晶の品位を定量的に表現する手段を見いだすこと、結晶にひずみをあたえないような合金法を見出すことはダイオード特性の改善に大いに役立つであろう。

終りに、本研究にあたり種々御指導を賜った喜安次長、新美半導体室長、中性子照射に御便宜を願った吉田正幸研究主任に衷心より感謝の意を表わす次第である。

文 献

- (1) T. Yajima and L. Esaki: J. Phys. Soc. Jap. **13**, p 1281, (1958).
- (2) T.A. Longo: Bull. Am. Phys. Soc. **II**, p 160, (1960).
- (3) R.A. Logan and A.G. Chynoweth: Bull. Am. Phys. Soc. **II**, p 375, (1960).
- (4) J.W. Easley: J.A. Phys. **31**, p 1772, (1960).
- (5) 古川吉孝: 信学誌. **43**, p 1396, (1960-12).
- (6) J.W. Cleland, J.H. Crawford and J.G. Pigg: Phys. Rev. **99**, p 1742, (1955); **99**, p 1170, (1955).
- (7) W. Shockley and W.T. Read: Phys. Rev. **87**, p 835, (1952).

(昭和 36 年 1 月 17 日受付)

UDC 621.397.335 : 621.316.726 : 62-501

テレビジョンパルス AFC (同期) の解析*

正 員 三 井 信 雄

(日本放送協会 技術研究所)

要約 テレビジョンパルス AFC について解析したもので、まずサンプル値制御理論に用いられる z 関数を用い時間的に不連続なパルス制御系として安定度、過渡応答を明らかにした。ここで連続関数としての仮定が AFC の解析の手で用い得られるかについて、サンプル同期と低域ろ波器の定数から理論と実験の対比から確認を行なっている。またパルス AFC 回路ではサンプル同期パルスはホールド回路が完全であれば、情報量をさらに減らせる可能性のあることを示した。

つぎに非線形として AFC 回路の引込現象を説明し、保持周波数と引込周波数との関係を明らかにし、AFC の利得と低域ろ波器の定数の決定法について触れている。また AFC に対するランダムな雑音の影響を雑音バンド幅から規定し、雑音バンド幅が最小となる条件を引き出し、AFC の引込現象との関連を示した。

以上の解析からパルス AFC の最適設計法が導かれ設計図表を作ることができた。

この外 AFC の多段結合時に生ずる要因についても簡単に説明した。

1. は し が き

テレビジョン同期信号の伝送はパルスによって行なわれ、水平同期の結合、保持のためには自動周波数制御 (AFC) 回路が広く用いられる。

しかし、現在までパルス AFC について解析したものはなく、また連続波形としての AFC の解析についても統一された見解で理論を導き、実験との対比を試みた論文はほとんどない。正弦波の AFC では George⁽¹⁾ が線形として one pole 形 AFC の過渡応答と雑音バンド幅の考え方を示し、Preston と Tellier⁽²⁾ が one pole 形 AFC で非線形として引込現象を論じ、Gruen⁽³⁾ は総括的に過大な条件で数値を入れ計算法を示している。したがってパルス AFC の設計理論は判然としておらず、雑音に対する考慮と AFC の非線形としての引込動作を結びつけ AFC 系に含まれる低域ろ波器の定数の決め方等についても明らかにされていない。

本文はまず z 変換を用いて時間的な不連続な制御系として AFC の安定度、過渡応答を解析し、サンプル周期に対する系の応答から、通常のテレビジョン AFC 回路では連続関数として動作を近似できることを理論と実験の対比から確かめた。

つぎに AFC の引込現象、外来雑音による影響についても解析し、これらの諸条件から最適な AFC の

設計法を導き設計図表を示した。

2. テレビパルス AFC 動作原理

パルス AFC 回路は時間的に不連続なサーボ機構として図 1 のような Unity feedback をもつブロック線図で表わすことができる。外来の同期周波数を ω_1 、その位相を ϕ_1 、自己発振周波数を ω_2 、位相を ϕ_2 とすると位相弁別器は両者の位相差 $\phi_D = \phi_1 - \phi_2$ をサン

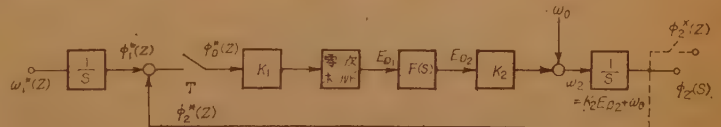


図 1 パルス AFC 回路ブロック線図

Fig. 1.—Block diagram of pulse AFC circuit.

プル周期 T ごとに検出し、その位相差に比例した電圧 $E_{D1} = K_1 \phi_D$ を発生する。ここで実際の弁別回路では図 2 の回路構成からも判るように低域ろ波器の入力インピーダンス z_{GI} に比して比較信号源の出力インピーダンス z_{RO} が充分に小さく、外来パルスにより

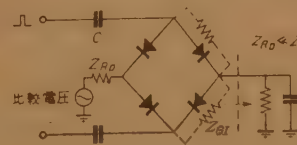


図 2 弁別回路の一例

Fig. 2—Discriminator.

比較信号がサンプルされるごとにクランプ作用が行なわれていると考えられる。

よって、この AFC は零次のホールド回

路を有するサンプル値制御系と考えることができる。このホールドされた電圧 E_{D1} は通常 $F(s)$ なる低域ろ波器を通して $E_{D2} = F(s) \cdot E_{D1}$ なる電圧となり、固有発振周波数 ω_0 で発振している発振器のリアクタンス素子を変化し、(マルチバイブレータの場合は制御

* Analysis of Synchronous Pulse AFC Circuit for Television. By NOBUO MII, Member (Technical Research Laboratories, Japan Broadcasting Corporation, Tokyo). [論文番号 3385]

電圧により直接) 周波数を変化させる。よって自己の周波数 $\omega_s = \omega_0 + K_s E_{D2}$ は外来周波数 ω_1 に結合する。

両者の位相差 $\phi_D^*(z)$ は図1のブロック線図より

$$\phi_D^*(z) = \frac{\gamma \left[\frac{\omega_D}{s} \right]}{1 + K_1 K_2 \gamma \left[\frac{F(s)}{s} \cdot \frac{1 - e^{-Ts}}{s} \right]} \quad (1)$$

となる。ここで $K = K_1 K_2$ は AFC 回路の利得と呼ばれるものでその次元は 1/sec である。

通常テレビ系で用いられる $F(s)$ は図3(a), (b) のような低域ろ波器である。

ここで一例として $F_1(s) = \frac{a}{s+a}$ 形 (one pole) について式 (1) を求めると

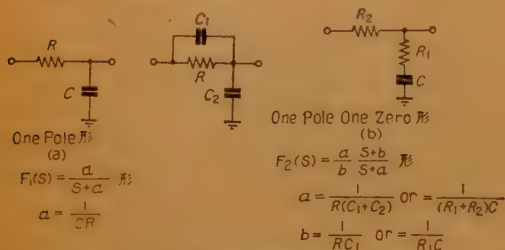


図3 AFC 回路に通常用いられるろ波器
Fig. 3—Lowpass filter for AFC circuit.

$$\phi_D^*(z) = \frac{\omega_D T (z - e^{-aT})}{z^2 + \left\{ \left(T - \frac{1}{a} + \frac{e^{-aT}}{a} \right) K - (1 + e^{-aT}) \right\} z - \frac{K}{a} (e^{-aT} - 1 + e^{-aT} a T)} \cdot \frac{z}{(z-1)} \quad (2)$$

よって定常値は

$$\phi_D(nT) = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{z-1}{z} \phi_D^*(z) = \frac{\omega_D}{K} \quad (3)$$

となる。 $F_2(s) = \frac{a}{b} \frac{(s+b)}{(s+a)}$ 形の場合も同様の結果を示す。

また連続関数と仮定して導いても定常値は式 (3) と同じ結果を得る。

3. 過渡特性および安定度の解析

実際の AFC は後述するように非線系であるが、この項では線系としてあつかい、いかなる場合にも AFC の結合、保持動作がなされると仮定する。

図1のブロック線図で外来同期の位相がインディ

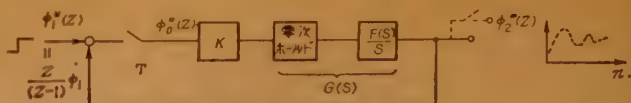


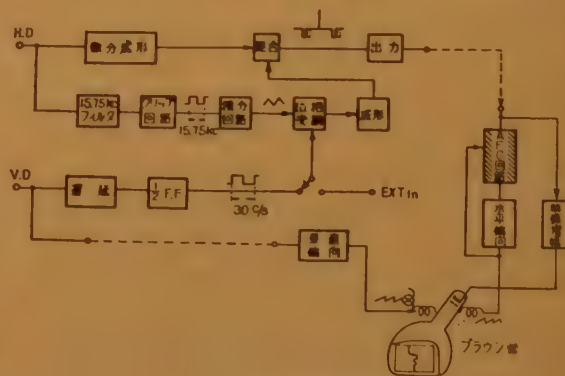
Fig. 4—Modification of complete block diagram shown in Fig. 1.

シャルにある定常値より変化したとして、この変化量の過渡応答を調べて見る。この場合ブロック線図を書き改めて図4のように表わすことができる。

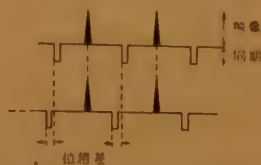
実際に、この状態は放送番組中の同期の切替え、またビデオテープ・レコードの録画、ヘッドの切替わりによるインディシャル的な位相変化 (ベネシャン・ブラインドなど) 等に相当する。また後述する AFC の引込現象に過渡応答は密接な関係がある。

この状態を実験的に再現し、過渡応答、安定度を理論的考察と対応するため図5に示すような Gruen⁽⁴⁾ によって提案された測定回路を修正採用した。

この測定回路では映像信号は基準信号となり HD (水平同期) を成形細いパルスとして正極性に取り出す。同期パルスはこの HD パルスを VD (垂直同期) より作った 30 c/s 対称矩形波、または任意の外部信号により位相変調を加え、成形して映像信号と混合図5(b)のごとき波形として被測定の AFC 回路に加える。この AFC 回路の出力回路は偏向回路を駆動しブラウン管上のラスタを偏向する。よって位相変調を



(a) AFC 特性試験回路



(b) 試験装置出力波形

図5 AFC 特性試験回路と出力波形
Fig. 5—Test circuit and test waveform for measuring AFC transient response.

受けない映像信号とラスカの時間的相対位置は、位相変調による影響を示している。30 c/s の対称矩形波で変調する場合には垂直方向に同期がとれるので、過渡応答は静止状態で観察できる。

AFC 回路の低域ろ波器 $F(s)$ は $\frac{a}{s+a}$ 形 (one pole) $\frac{as+b}{bs+a}$ 形 (one pole, one zero) があるが、各々の一巡伝達関数はつぎのように与えられる⁽⁵⁾。

$$\begin{aligned} G_1^*(z) &= \mathcal{Z} \left[\frac{Ka}{s(s+a)} \cdot \frac{1-e^{-Ts}}{s} \right] \\ &= \frac{KT}{(z-1)} - \frac{K(1-e^{-aT})}{a(z-e^{-aT})} \\ &= \frac{aT^2}{2} K \frac{(z+1-aT)^*}{(z-1)(z-e^{-aT})} \quad (4) \end{aligned}$$

* $aT \neq 0$ 実際の AFC ではこの状態が成立する。

$$\begin{aligned} G_2^*(z) &= \mathcal{Z} \left[K \frac{a(s+b)}{b(s+a)s} \cdot \frac{1-e^{-Ts}}{s} \right] \\ &= \frac{KT}{(z-1)} - \frac{b-a}{b} \cdot \frac{K(1-e^{-aT})}{a(z-e^{-aT})} \quad (5) \end{aligned}$$

式 (4), (5) の根軌跡を z 面上に求め、安定条件および過渡応答を求める。

式 (4) の根軌跡は

$$\text{中心 } |z_0| = \left| \frac{e^{-aT}aT + e^{-aT} - 1}{aT + e^{-aT} - 1} \right| (=1-aT) \quad (6)$$

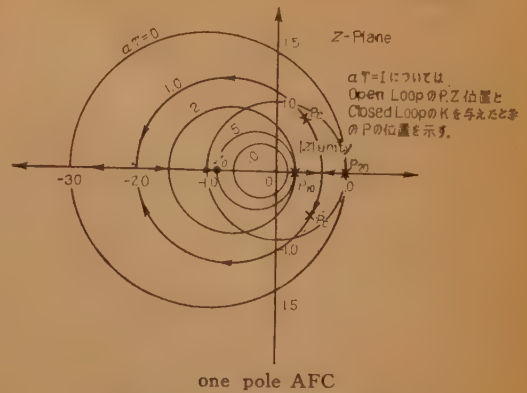
$$\begin{aligned} \text{半径 } r^2 &= z_0^2 + |z_0| + e^{-aT}(|z_0| + 1) \\ &= 2(1-aT)^2 + (1-aT) \quad (7) \end{aligned}$$

の円形となる。また式 (5) の根軌跡も円形で中心 z_0 のみが次式のごとくなる。

$$|z_0'| = \left| \frac{e^{-aT}aT + \frac{b-a}{b}(e^{-aT}-1)}{aT + \frac{b-a}{b}(e^{-aT}-1)} \right| \quad (8)$$

よく知られているようにこの根軌跡と $|z|=1$ の単位円との対比から全体の系の安定性が判定できる。

図 6 は aT を変化させたときの one pole 形 AFC の根軌跡群を示す。この根軌跡の円の中心 z_0 は $aT = 0 \rightarrow \infty$ に変化したとき、 $z_0 = -1 \rightarrow 0$ の z 面上の実軸上を移動する。この場合の円の半径 r は $aT = 0 \rightarrow \infty$ 時に $r = 2 \rightarrow 0$ となる。この根軌跡群から K と aT の値のとり方により安定に結合する条件が求まる。すなわち aT が与えられたとき、安定条件を満足する K_{\max} は単位円との交点の座標から求めることができる。また T は通常のテレビ水平同期では $63.5 \mu s$ で与えられるので K と a で条件が与えられる。



one pole AFC

図 6 $G_1^*(z)$ 根軌跡群 (aT 可変)

Fig. 6—Root locus of $G_1^*(z)$ (aT variable)

この根軌跡から過渡応答は次式で表わすことができる。

$$\begin{aligned} \phi_2(nT) &= 1 + \frac{aT^2}{2} K \frac{[(1-aT+\alpha)^2 + \beta^2]^{1/2}}{[(\alpha-1)^2 + \beta^2]^{1/2}} \\ \phi_1(nT) &= (\alpha^2 + \beta^2)^{1/2} \sin(n\theta_0 + \theta - \psi) \quad (9) \end{aligned}$$

$$\text{ただし } \theta_0 = \tan^{-1} \frac{\beta}{\alpha}, \quad \theta = \tan^{-1} \frac{\beta}{(1-aT) + \alpha}$$

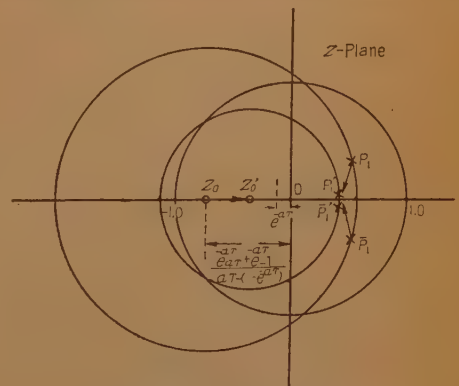
$$\psi = \tan^{-1} \frac{\beta}{\alpha-1}$$

またオーバ・シュート M_p は次式で示される。

$$M_p = \frac{aT^2}{2} K \frac{[(1-aT+\alpha)^2 + \beta^2]^{1/2}}{[(\alpha-1)^2 + \beta^2]} [\alpha^2 + \beta^2]^{\frac{n_p}{2}} \quad (10)$$

$$\text{ただし } n_p = \frac{1}{\theta_0} (\pi - \theta)$$

one pole, one zero 形 AFC では根軌跡は b の値



$G_1^*(z)$ one pole AFC
 $G_2^*(z)$ one pole-one zero AFC

図 7 $G_1^*(z)$ と $G_2^*(z)$ の関係

b の値により z_0, p_1, p_1' と z_0, p_1, p_1' が移動する
Fig. 7—Relation of $G_1^*(z)$ and $G_2^*(z)$.

よって ($b \rightarrow \infty \rightarrow a$), z_0' すなわち円の中心は図7のように one pole 形の零点 $\frac{e^{-aT} + e^{-aT} - 1}{aT + e^{-aT} - 1}$ より e^{-aT} までの任意値をとる。また円の半径 r も z_0' の変化に伴い式 (8) にしたがって小さくなるので $b \rightarrow \infty \rightarrow a$ にそって安定度は増加する。この場合の過渡応答は

$$\frac{\phi_2}{\phi_1}(nT) = 1 + K \left\{ T - \frac{(b-a)}{ba} (1 - e^{-aT}) \right\} \quad (\text{one pole-one zero 形})$$

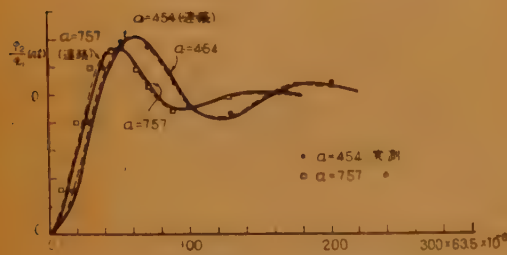
$$\cdot \frac{[(z_0 + \alpha)^2 + \beta^2]^{1/2}}{[(\alpha - 1)^2 + \beta^2]^{1/2} \beta} [\alpha^2 + \beta^2]^{n/2} \sin[n\theta_0 + \theta - \psi] \quad (11)$$

$$\text{ただし } \theta_0 = \tan^{-1} \frac{\beta}{\alpha}, \quad \theta = \tan^{-1} \frac{\beta}{z_0 + \alpha}$$

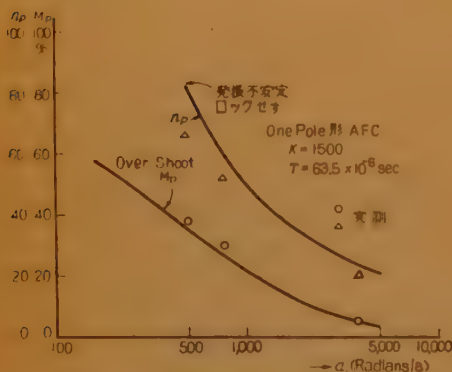
$$\psi = \tan^{-1} \frac{\beta}{\alpha - 1}$$

で表わされる。またオーバ・シュート M_p は

$$M_p = K \left\{ T - \frac{b-a}{ba} (1 - e^{-aT}) \right\} \cdot \frac{[(z_0 + \alpha)^2 + \beta^2]^{1/2}}{[(\alpha - 1)^2 + \beta^2]^{1/2}} [\alpha^2 + \beta^2]^{n_p/2} \quad (12)$$



(a) きょ歯状波 AFC 回路の過渡応答



(b) α に対するオーバシュート M_p および行きすぎ時間 n_p の関係

図 8

Fig. 8—Transient response of AFC and overshoot M_p and excess time n_p vs. α .

$$\text{ただし } n_p = \frac{1}{\theta_0} (\pi - \theta)$$

で求められる。

図8はきょ歯状波 AFC 回路 (one pole 形) を有するテレビ受像機 ($K=1500$) で α を変化した場合の過渡応答と理論値とを示す。また系を連続関数と仮定して計算した値も付記した。この結果理論値と実測値はかなり一致し、 α が減少するにしたがって系は振動形となり、オーバ・シュート M_p が増大し、かつ行きすぎ時間 ($n_p \times 63.5 \mu\text{s}$) が大となることが判る。(図8(b) 参照) テレビ受像機の AFC の過渡応答が定常値に達するまでの時間はかなり長く 10 ms (垂直同期の 55%) にもなる。これは同期位相のインディシヤルな変動に対して生ずる衝撃の影響を無視できないことを意味し、複合同期信号より水平同期を分離し、AFC に加えた場合、垂直期間の水平同期の欠除、または垂直同期、等化パルスの影響により水平同期に位相変化を生ずるときには、テレビ画面に曲がりを生ずる原因となる。

one-pole, one-zero 形 AFC では零点、すなわち b の値のとり方で系の根を z 面上の実軸上または近傍におくことができ、オーバ・シュート M_p を軽減できる (図7 参照)。図9は one-pole, one-zero 形で $a=46$, $b=460$ とした場合の実測の一例を示す。



(a) one pole-one zero AFC
 $a=46$, $b=460$, $K=1500$
(受像機標準形)



(b) one pole 形 AFC
 $a=454$, $K=1500$

図 9 過渡応答の一例

Fig. 9—Example of transient response.

つぎに連続関数としての仮定がパルス AFC について成立するか考えて見る。

図8から零次のホールド回路を有するサンプル値制御系として考えた AFC で、連続関数として導いた過渡応答は理論値としてほとんど一致することを示している。そこでサンプル周期を変化させた場合にどの程度の誤差が生ずるかについて検討する。図10は one-

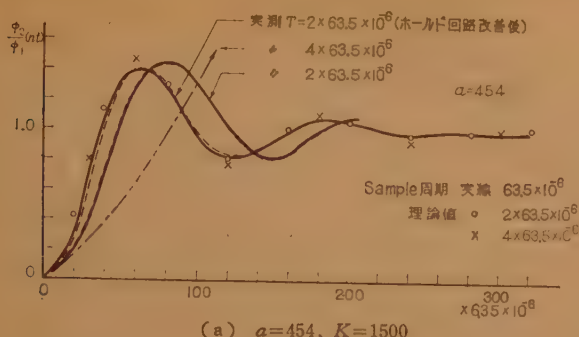
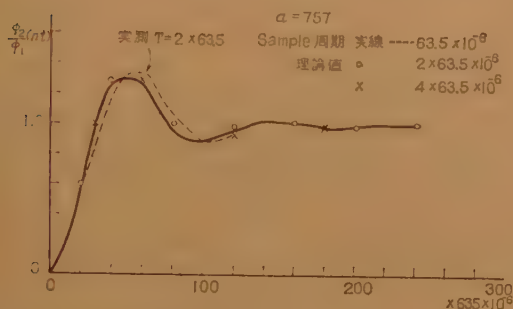
(a) $a=454, K=1500$ (b) $a=757, K=1500$

図 10 サンプル周期を変えた場合の過渡応答の変化
Fig 10—Transient response while sampling period changed.

pole 形 AFC で $a=454, 757$ の二つの場合について $T=1, 2, 4 \times 63.5 \mu s$ とした場合の実測と理論値を示す。この結果理論値はある程度のずれはあっても低域ろ波器のシャ断周波数 a に比して T が短いことからこの程度の変化では影響を示さず、サンプル周期に無関係に連続関数として導いた値に近くなる。しかし実験値は立上がり時間が長くなり、長い周期の振動系となる。

この原因はホールド作用が不完全となり、 z 変換による解析の理論設定が成立しなくなることの意味している。これは実験的にも確認され、ホールド回路の改善により、図 10 に示すように理論値に近づく。ホールド回路が指数関数的に減少するとして式を誘導すれば、この誤差は理論的に裏付けることができる。また自己発振器の発振周波数の変動はこの程度のサンプル周期 ($63.5 \mu s$) では 10^{-7} 程度であるので、いわゆる“かげの振動”の要素とはならない。

以上の考察からつぎの結果が得られる。

(1) 現在の市販受像機を含むテレビジョン AFC では、連続関数として仮定しても、実用上差しつかえない。

(2) テレビジョン水平同期 AFC では $63.5 \mu s$ の

とにサンプルパルスを送る必要はなく、上記の考察から完全なホールド回路の設計によりサンプルパルスの情報量を減らせる可能性がある。実験では $1/10$ 程度まではさほど困難ではない。この結果を積極的に利用すれば同期パルスの代わりにテレビ局間の自動制御のための情報が挿入できる。

4. AFC の引込現象

前節で述べた過渡応答は AFC が線系であると仮定し、また、その線系として考えられる領域では過渡応答そのものが引込現象を説明している。しかし弁別回路の出力電圧 E_{D1} は

$$E_{D1} = K_1 \phi_D > 0 \quad (\theta_1 \text{ 期間}) \\ = K_1 \phi_D < 0 \quad (\theta_2 \text{ 期間}) \quad (13)$$

となり、系全体として $K > 0, < 0$ の二つの領域について考えなければならない。

この非線系としての AFC の引込現象を位相面 (縦軸を ω , 横軸を ϕ) 上の位相軌道を用いて解析する⁽⁶⁾。解析は one pole 形 AFC について行なうが、one-pole, one zero 形についても同様の考えが適用できる。

前項の考察からテレビパルス AFC を連続関数と仮

定すると $F_1(s) = \frac{a}{s+a}$ として

$$s^2 \phi_D + s \phi_D a \pm Ka \phi_D = \omega_D a \quad (14)$$

ただし K は土の両符号をとる。

$$K > 0 \quad (\theta_1 \text{ 期間}) \quad K < 0 \quad (\theta_2 \text{ 期間})$$

の方程式を得る。

定常状態では

$$\phi_{D0} = \omega_D / K \quad (3)$$

であるので式 (14) を変数変換して $\psi = \phi_D - \phi_{D0}$ とすると、

$$s^2 \psi + s \psi a \pm Ka \psi = 0 \quad (15)$$

(i) $K > 0$ のとき (根は複素根の場合)

$$\psi(t) = \frac{\omega_D}{K} \left\{ 1 + \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{a^2}{4K}}} e^{-2 \frac{a}{t}} \sin \left(\sqrt{Ka - \frac{a^2}{4}} t + \theta \right) \right\} \quad (16)$$

$$\text{ただし } \theta = \tan^{-1} \frac{-2\sqrt{Ka - \frac{a^2}{4}}}{a}$$

となる。

ここで $s\psi = \omega_D$ とおくと式 (14) は

$$\omega_D \frac{\dot{\omega}_D}{\dot{\phi}} + a \omega_D + K a \psi = 0 \quad (17)$$

$$\therefore \frac{\dot{\omega}_D}{\dot{\phi}} = - \frac{a \omega_D + K a \psi}{\omega_D} \quad (18)$$

となり、初期値 ω_D が与えられれば、位相軌道は渦状的に平衡状態となる。(絶対平衡条件)

(ii) $K < 0$ のとき

この場合は特性方程式の根 λ_1, λ_2 は実根となり、異符号で鞍形の不平衡状態となる。よって積分曲線群は

第Ⅰ 第Ⅲ象限で $\omega_D = \lambda_1 \psi$ の漸近線となり、

第Ⅱ 第Ⅳ象限で $\omega_D = \lambda_2 \psi$ の漸近線となる。

また $\frac{\dot{\omega}_D}{\dot{\phi}} = 0$ の等傾線は $a > 0$ であるので、第Ⅰ第Ⅲ象限をとり、 $\omega_D = K \psi$ で与えられる。

テレビのパルス AFC 回路では $K > 0$, $K < 0$ の2つの条件は1水平同期周期に与えられ、2つの領域がつながるとして図 11 に引込 (pull in) 現象を位相面上に示す。こたで AFC が引込む周波数 $\omega_D = (\omega_1 - \omega_0)$ を位相軌道が不安定領域から $K > 0$ の安定領域にいずれの方向からいかなる条件で入る場合でも、二度と不安定領域に入らず、安定領域で渦状的に巻き込み、絶対平衡条件を満足する初期値と規定すると、図 11 から求めることができる。すなわち ψ 軸を横切る点 ($\omega \equiv 0$, $\frac{\dot{\omega}}{\dot{\phi}} \equiv \infty$ でかならず垂直の接線をもつ) θ が、

$$\theta \leq \theta_1 \quad (19)$$

$$\text{ただし } \theta = \frac{\omega_D}{K} \left\{ 1 + e^{-\frac{a}{2} \frac{\pi}{\sqrt{Ka - \frac{a^2}{4}}}} \right\} \quad (19)'$$

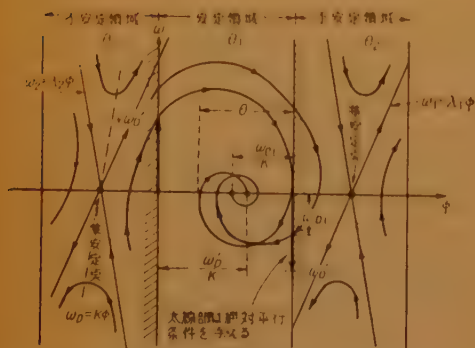


図 11 位相面による AFC の引込現象の説明
Fig. 11—Pull in phenomenon of AFC explained in phase plane.

でなければならない。

よって与えられた K および a において式 (19) を満足する ω_D' (pull in) は

$$\theta_1 \geq \frac{\omega_D'}{K} \left\{ 1 + e^{-\frac{a}{2} \frac{\pi}{\sqrt{Ka - \frac{a^2}{4}}}} \right\} \quad (20)$$

$$\therefore \omega_D' = \frac{\omega_D''(\text{hold in})}{1 + M_p} \quad (21)$$

ただし保持周波数 (hold in frequency) : $\omega_D''(\text{hold in}) = K \theta_1$

$$M_p = e^{-\frac{a}{2} \frac{\pi}{\sqrt{Ka - \frac{a^2}{4}}}}$$

で与えられる。

式 (21) は AFC の Hysteresis 現象 (一度結合すれば、広い保持範囲を有するが、引込む範囲は回路条件によって狭くなる) を説明している。

one-pole, one-zero 形 AFC でも式 (21) は適用できる。ただし M_p はつぎの条件で与えられる。

$$M_p = e^{-\frac{1}{2} \frac{a(1 + \frac{K}{b})\pi}{\sqrt{Ka - \frac{a^2}{4}} (1 + \frac{K}{b})^2}} \quad (22)$$

式 (22) で与えられた pole a に対して、zero b の決定は後述するように雑音に対する考慮から一義的に定められる。

よって one-pole 形 AFC, one-pole, one-zero 形 AFC について付図 1 および 2 の設計図表から所要の $\omega_D''(\text{hold in})/\omega_D'(\text{pull in})$ から a が決定できる。

5. 雑音に対する考慮

AFC を連続関数と仮定すれば一般にランダムな雑音妨害による系の実効的な位相偏移は、雑音電力スペクトラムとつぎに規定する雑音バンド幅 (noise bandwidth) B との積で表わされる。ことが George⁽¹⁾ らによって言われており、この B をもって AFC の対雑音特性を規定できる。

$$B = \int_{-\infty}^{+\infty} \left| \frac{\phi_2(j\omega)}{\phi_1} \right|^2 d\omega \quad (23)$$

そこで one pole 形 AFC において B を求めると

$$\begin{aligned} B &= \int_{-\infty}^{+\infty} \left| \frac{Ka}{s^2 + sa + Ka} \right|^2 d\omega \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{(Ka)^2 d\omega}{(Ka - \omega)^2 + a^2 \omega^2} = K\pi \end{aligned} \quad (24)$$

となり、ランダムな白色雑音に対する雑音バンド幅

は、ろ波器のシャ断周波数に無関係に $K\pi$ で決定される。

これに対して one-pole, one-zero 形の AFC では雑音バンド幅 B は

$$B = \int_{-\infty}^{+\infty} \left| \frac{(s+b)}{s^2 + s\left(a + \frac{a}{b}K\right) + aK} \right|^2 d\omega$$

$$= \frac{\left(a + \frac{a}{b}K\right)^2 - 2\left(a + \frac{a}{b}K\right)a + a^2 + aK}{\left(a + \frac{a}{b}K\right)} \pi$$

$$= \frac{K(aK + b^2)}{b(b + K)} \pi \quad (25)$$

で与えられる。

よって与えられた K, a に対して b を変化させたときの B の変化は図 12 のような曲線で表わされ極小点が存在する。 B が最小となる条件は

$$b = a \left\{ 1 + \sqrt{1 + \frac{K}{a}} \right\} \quad (26)$$

を満足する b が与えられた場合である。

付図 3 は与えられた K, a に対して B を最小とする b を決定する。付図 4 は式 (25), (26) から与えられた K, b に対して雑音バンド幅 B を求めたものである。

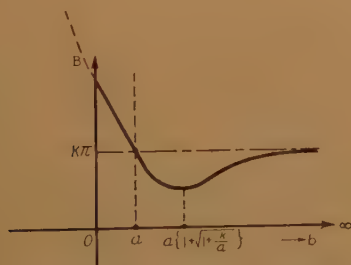


図 12 雑音バンド幅 B と b の関係
(one pole-one zero 形 AFC)
Fig. 12—Noise bandwidth B vs. b
(one pole-one zero type AFC).

6. パルス AFC の設計法

以上の考察からパルス AFC の設計を付図 1, 2, 3, 4 のいずれかを用いて行なうことができる。使用目的により、定常位相偏差, 引込周波数対保持周波数比, 雑音バンド幅の選び方が決められる。その一例を以下に示す。

(i) one-pole 形 AFC ($F_1(s) = \frac{a}{s+a}$)

(a) (K の決定) 入力同期周波数 ω_1 と自己固有発振周波数 ω_0 との周波数最大偏差 ω_D が与えられれば許容位相差 ϕ_D から式 (3) より K が求まる。

ここでたとえば $\phi_D = 0.2\pi$ (radian) $= 6.3\mu s$ (一走査に対して 10%), $\omega_D = 2\pi \times 150$ (同期周波数の 6%) のとき,

$$K = \frac{2\pi 150}{0.2\pi} = 1500$$

(b) 引込周波数, 保持周波数および a の決定
周波数が最大偏移した場合でも引込動作が行なわれる条件は, $\omega_D'(\text{pull in}) = \omega_D(2\pi \times 150)$ となる。よって保持周波数 $\omega_D''(\text{hold in})$ は引込周波数 $\omega_D'(\text{pull in})$ より広くとらなければならない。

$\omega_D''/\omega_D' = 1.2$ とすれば,

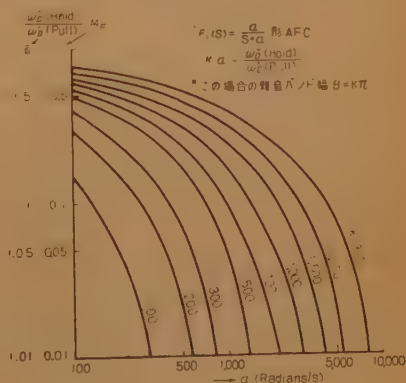
$$\omega_D''(\text{hold in}) = 1.2 \times \omega_D'(\text{pull in})$$

$$= 2\pi \times 180 \text{ radian/s}$$

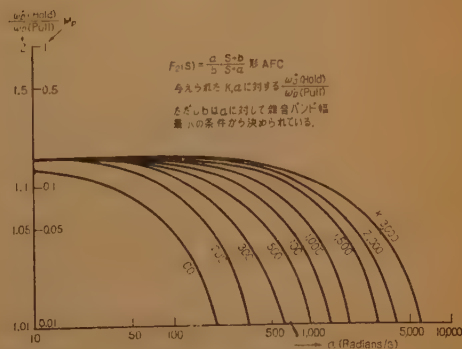
この条件を満足する a は付図 1 より,

$$a = 1,200 \text{ radian/s}$$

(c) 雑音バンド幅 この場合, 雑音バンド幅 B



付図 1 Appendix 1.



付図 2 Appendix 2.

は $B=K\pi$ であるので、 a に無関係に $B=1500\pi$ で与えられる。

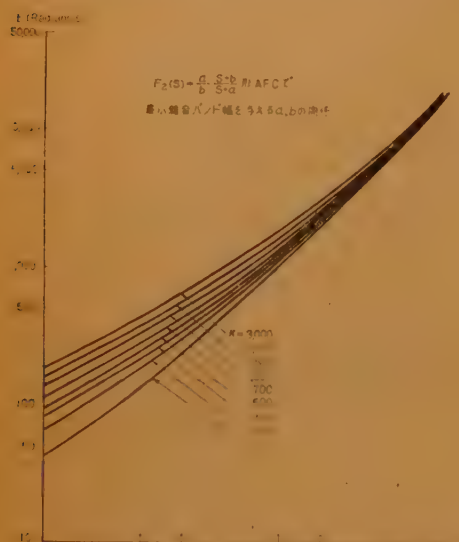
(ii) one-pole, one-zero 形 AFC ($F_1(s)$)

$$= \frac{a s + b}{b s + a}$$

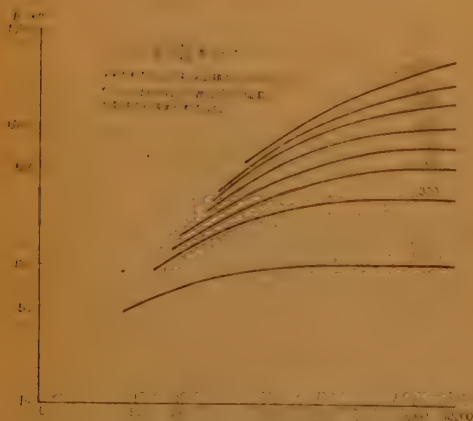
(a) K の決定 one pole 形と同じ考えで $K=1500$ とする。

(b) 雑音バンド幅より b, a の選定 付図 4 より $K=1500$ で $B=600\pi$ を希望すると $b=500$ radians/s となる。この b に対応する a は付図 3 より 100 radians/s と決定される。

(c) 保持周波数 ω_D'' (hold in) の設定 one



付図 3 Appendix 3.



付図 4 Appendix 4.

pole 形 AFC と同じく引込周波数 ω_D' (pull in) は周波数最大偏差 ω_D と等しくとれば、

ω_D''/ω_D' は付図 2 から $a=100$ radians/s として 1.14 となることから、

$$\therefore \omega_D'' = 1.14 \times \omega_D' \\ = 2\pi \times 171 \text{ radians/s}$$

となる。

7. AFC 回路の多段結合

実際のテレビ放送の場合には AFC の多段結合がかなり問題となる。すなわち受像機の AFC も含めて中継番組では、二段以上の同期結合がなされる場合が

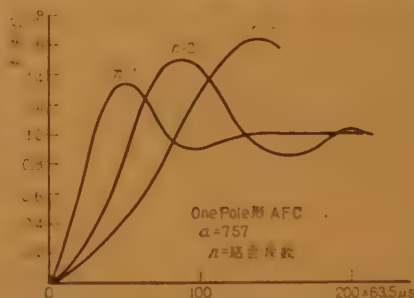


図 13 AFC の多段結合の過渡応答
Fig. 13-Transient response of multistage
AFC connection.

かなりある。この場合最初の結合が不完全による位相変化があると(複合同期信号の垂直、等化パルスの影響が完全に除去できず、60 c/s ごとに位相変化を与えることがある)。位相のオーバ・シュートが増長し、行きすぎ時間が長くなり、画面に曲がりを生ずる。

これはパルス AFC を連続関数と近似すれば、過渡応答にオーバ・シュートを有する増幅器を多段結合したと同様の考えが適応できる⁽⁷⁾。一般に AFC では与えられた K に対して雑音バンド幅を小さくするように低域ろ波器のシャ断周波数を選んであるので、一段で発生するオーバ・シュートの量はかなりあり、図 13 の例に示すように多段結合する場合かなりの大きさに成長する。

これから判るように AFC の多段結合の場合テレビ局側では AFC 結合動作の確認が必要で、わずかな位相ずれが末端の受像機で大きな障害となることを示している。

8. 結 言

以上テレビ同期パルス AFC 回路について解析し、

定常位相偏差，過渡応答，雑音バンド幅最小の条件から，AFC 系の利得の設定および低域ろ波器の定数の決定ができることを示した。付図 1, 2, 3, 4 はこのための設計図表である。

また同期パルスが時間的に不連続な系として伝送されている場合に，一般にサンプル制御理論に用いられる z 関数が AFC の解析に有効な手段であることを示し，連続関数での近似との対比を試みた。この結果通常のテレビパルス AFC 回路では連続関数としての近似が成立し，逆にホールド回路が完全に設計されればサンプル周期を長くして情報量を減らせる可能性のあることを示した。

このパルス AFC の解析にあたり，市販のテレビ受像機の水平同期 AFC 回路を調査したところ，利得 K および低域ろ波器の定数 a, b の決定は実験的手法でほぼ理論設計された理論値に近い点にとられていることが判った。

パルス AFC で雑音に強い理想的な回路を得るためには入力および固有の発振周波数の安定度を増加し，利得 K を小さくとることが望ましい。また許容でき

る雑音バンド幅で保持周波数と引込周波数はほぼ等しい値に近づけるべきである。

終りにこの研究の機会を与えられた。三木テレビ研究部長，石橋副部長，樋渡主任研究員，討論と助言を得た藤村主任研究員，福島職員，実験測定に援助された上原職員に感謝する。

文 献

- (1) T.S. George: "Synchronizing system for dot interlaced color TV", I.R.E. p 124, (Feb. 1951).
- (2) C.W. Preston and J.C. Tellier: "The lock in performance of an AFC circuit", I.R.E. p 249, (Feb. 1953).
- (3) W.J. Gruen: "Theory of AFC synchronization", I.R.E. p 1043, (Aug. 1953).
- (4) W.J. Gruen: "Test generator for horizontal, AFC scanning system", Trans. I.R.E. on BTR 1 (1954).
- (5) E.I. Jury: "Sampled data control systems", p 119, John Wiley and Sons, Inc (1959).
- (6) イ・エム・カプチンスキー (関根智明訳): "電子回路と振動論", p 22, 商工出版社 (1959).
- (7) A. Bedford and G.L. Fredendall: "Transient response of multistage video frequency amplifiers", IRE, p 277, (April 1937).

(昭和 36 年 3 月 9 日受付)

UDC 621.382.2 : 621.373.431 1

エサキ・ダイオード無安定マルチの解析*

正 員 岩 橋 栄 治

(電気通信研究所)

要約 エサキ・ダイオードによる弛張振動の発振機構を波形の跳躍現象を認めない一般的な立場から解析した。すなわちダイオードの障壁容量を考慮した回路の微分方程式をダイオードの静特性を折線で近似し，各直線領域における解を求め，解の制動条件が満たされている場合について回路を流れる電流が領域の境界で連続になるように任意定数を決定した。

解から導かれる弛張振動の電圧・電流波形が実験と定量的によく一致することを確認，無安定マルチとして動作可能な回路条件を指摘し，ダイオードの優劣を表わす 1 つの測度を提案した。また繰返し周波数の高い振動を擬似的に低周波において実現する方法を示し実験に応用した。

1. 序 言

従来，負性抵抗をもつ素子を使った回路で発生する弛張振動を説明する場合，素子の負性抵抗領域における動作機構を解析することが困難なため，跳躍現象を認めることによって定性的な記述が行われてきた。

エサキ・ダイオード（以下ダイオードと略）を用いた弛張振動においても，ダイオードの障壁容量を無視し，負性抵抗領域において波形の跳躍を認め正抵抗領域のみを定量的に扱う方法が発表⁽¹⁾されていて，振動の周波数が充分低く負性抵抗領域を通過するに要する時間が無視できる場合，実験とよく一致することが知られている⁽²⁾。

しかし，振動の繰返し周波数が高くなるにつれ，負性抵抗領域を通過するに要する時間を無視することが

* Analysis of Astable Multivibrator with Esaki Diode. By EIJI IWAHASHI, Member (Electrical Communication Laboratory, Tokyo). [論文番号 3386]

困難となり、さらにダイオードで定まるある周波数以上では振動波形が正弦波に近くなるが、これらの事実は障壁容量を考慮して負性抵抗領域における振動機構の解析を行わなければ合理的な説明が困難である。

ここでは、無安定マルチの基本的な回路について障壁容量を考慮した回路の微分方程式を導き、ダイオードの静特性を折線で近似し、障壁容量が電圧、電流によらない定数であると仮定した場合に無安定マルチで発生する弛張振動の電圧・電流波形を求めた。解から電圧・電流波形の振幅・周期はもちろん、発振波形の立上がり時間等の諸元を求めることが可能で、解の制動条件が満たされる範囲において実験とよく一致することを確かめた。解の制動条件から回路のインダクタンスに対する制限を明らかにし、これに関連して無安定マルチに使用するダイオードの良さを表わす1つの測定を提案した。

2. 理 論

2.1 回路と基本方程式

ダイオードを用いた無安定マルチの等価回路を図1に示す。図1で L_s , R_s , C_d および $f(v)$ はそれぞれダイオードの飽和インダクタンス、飽和抵抗、障壁容量および非線形コンダクタンスによる電流を表わし、 $f(v)$ 以外は電圧・電流によらない定数であると仮定する。図1において

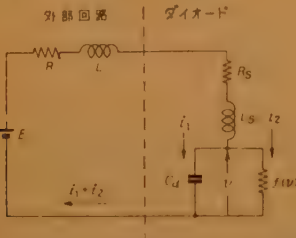


図1 エサキダイオード無安定マルチ等価回路
Fig. 1—An equivalent circuit of astable multivibrator with Esaki Diode.

$$i_1 = C_d \frac{dv}{dt}, \quad i_2 = f(v) \quad (1)$$

$$\frac{d^2v}{dt^2} + a_1 \frac{dv}{dt} + b_1 \frac{dv}{dt} + a_2 f(v) + b_2 v = k \quad (2)$$

ただし

$$a_1 = \frac{1}{C_d}, \quad a_2 = \frac{R + R_s}{(L + L_s)C_d}, \quad k = \frac{E}{(L + L_s)C_d}$$

$$b_1 = \frac{R + R_s}{L + L_s}, \quad b_2 = \frac{1}{(L + L_s)C_d}$$

が成りたち、(2) を無安定マルチの基本方程式と呼ぶことにする。

2.2 静特性の近似と負荷直線

$f(v)$ は図2の静特性に示すような電圧特性をもつから、ここでは静特性を特徴づける4つの点 $(0, 0)$, (v_p, i_p) , (v_n, i_n) , (v_s, i_s) を通る3つの直線によってこれを近似し基本方程式を解くことにする。すなわち、 v の大きさにしたがって

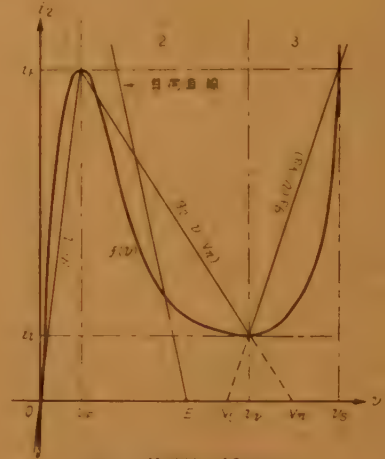


図2 静特性の折線近似

Fig. 2—Approximation of the static characteristic by a folded line.

$$v \leq v_p : f(v) = g_1 v, \quad g_1 > 0$$

$$v_p < v < v_n : f(v) = g_2 (v - V_n), \quad g_2 < 0$$

$$v_n \leq v : f(v) = g_3 (v - V_s), \quad g_3 > 0 \quad (3)$$

のように静特性を近似した場合を扱う。(3)における v の範囲をそれぞれ第1, 第2, 第3領域と呼べば g_1 , g_2 および g_3 は各領域の目視的コンダクタンスに相当し、第2領域はいわゆる負性抵抗領域に対応する。

図1の回路で弛張振動が起こるためには、安定点が存在しないように負荷抵抗直線が第2領域内の1点だけで静特性と交わることを、すなわち、

$$v_p - (R + R_s)g_2(V_n - v_p) < E < v_n - (R + R_s)g_2(V_n - v_n) \quad (4)$$

したがって

$$1 + (R + R_s)g_2 > 0 \quad (5)$$

が成りたつことが必要で、今後の議論ではすべて(5)が満たされているものとする。

2.3 境界条件

静特性の折線近似によって、基本方程式は3個の2階の定数係数線形微分方程式に還元されるから、定常

的な振動状態における解を求めるためには各領域の境界点において回路を流れる電流が連続でかつ周期性をもつように各領域の解を接続すればよい。このためには (1) から境界点において v が微係数を含めて連続であれば充分である。

基本方程式の一般解は各領域において

$$v = K \exp \gamma t + K' \exp \gamma' t + A$$

の形で与えられ、任意定数 K および K' を含むからこれを決定するためには各領域の境界点において互いに独立な 2 つの境界値を必要とする。1 つの境界値は v_p または v_v であるが、他の 1 つは隣接した領域の解が決定していなければ不明である。このため、ここでは境界条件が 2 つとも明らかな場合、すなわち、図 1 で SW を閉じた瞬間から順次任意定数を決定し、振動が定常状態に達するまで続ける方法を採用した。この方法によれば振動は 1 周期と少しの時間後に定常状態に達することが明らかとなった (2.7 参照)。

2.4 第 2 領域の解 (パルス立上がり)

図 1 において SW を閉じた後 v が第 1 領域の境界値 v_p に達したとき、付録 1 によって

$$\left. \frac{dv}{dt} \right|_{v=v_p} = -\gamma_{11} U_1 > 0 \quad (6)$$

が成りたつから、第 2 領域の一般解

$$v = K_{r1} \exp \gamma_{21} t + K_{r2} \exp \gamma_{22} t + \frac{a_2 g_2 V_n + k}{a_2 g_2 + b_2} \quad (7)$$

において K_{r1}, K_{r2} は

$$K_{r1} = \frac{1}{2\beta_2} (-\gamma_{11} U_1 + \gamma_{22} U_2),$$

$$K_{r2} = -\frac{1}{2\beta_2} (-\gamma_{11} U_1 + \gamma_{21} U_2)$$

となる。ここに

$$\gamma_{m1} = -\alpha_m + \beta_m, \quad \gamma_{m2} = -\alpha_m - \beta_m$$

$$\alpha_m = \frac{1}{2} (a_1 g_m + b_1),$$

$$\beta_m = \sqrt{\frac{1}{4} (a_1 g_m + b_1)^2 - (a_2 g_m + b_2)}$$

$$m = 1, 2, 3$$

$$U_1 = \frac{k}{a_2 g_1 + b_2} - v_p > 0,$$

$$U_2 = \frac{a_2 g_2 V_n + k}{a_2 g_2 + b_2} - v_p > 0$$

である。解の制動条件

$$\rho_m \{\beta_m\} = 0, \quad m = 1, 2, 3 \quad (8)$$

が満たされているとき

$$\gamma_{21} > \gamma_{22} > 0$$

したがって

$$K_{r1} > 0 > K_{r2}, \quad K_{r1} < |K_{r2}|$$

が成立する。もし

$$\gamma_{22} t \ll 1 \quad (9)$$

が成りたてば (付録 2 参照) (7) は

$$v = K_{r1} \exp \gamma_{21} t + K_{r2} + \frac{a_2 g_2 V_n + k}{a_2 g_2 + b_2}$$

で近似できて、第 2 領域の境界点 v_v に達する時刻 t_{2v} は

$$t_{2v} = \frac{1}{\gamma_{21}} \ln \frac{S_1 - K_{r2}}{K_{r1}}$$

ただし

$$S_1 = v_v - \frac{a_2 g_2 V_n + k}{a_2 g_2 + b_2} > 0$$

となり、境界点において

$$\left. \frac{dv}{dt} \right|_{v=v_v} = -\gamma_{21} (S_1 - K_{r2}) > 0 \quad (10)$$

が成りたつ。

2.5 第 3 領域の解

一般解

$$v = K_{s1} \exp \gamma_{31} t + K_{s2} \exp \gamma_{32} t + \frac{a_2 g_3 V_s + k}{a_2 g_3 + b_2} \quad (11)$$

において K_{s1} および K_{s2} は (10) を用いて

$$K_{s1} = \frac{1}{2\beta_3} [\gamma_{21} (S_1 - K_{r2}) - \gamma_{32} S_2]$$

$$K_{s2} = -\frac{1}{2\beta_3} [\gamma_{21} (S_1 - K_{r2}) - \gamma_{31} S_2]$$

ただし

$$S_2 = v_v - \frac{a_2 g_3 V_s + k}{a_2 g_3 + b_2} > 0$$

となり、(8) が満たされているとき

$$0 > \gamma_{31} > \gamma_{32}$$

したがって

$$K_{s1} > 0 > K_{s2}, \quad K_{s1} > |K_{s2}|$$

が成りたつ。

v が最大値 v_{\max} に達する時刻 t_{3m} は (11) から

$$t_{3m} = \frac{1}{2\beta_3} \ln \left[-\frac{K_{s2} \gamma_{32}}{K_{s1} \gamma_{31}} \right]$$

で与えられ

$$\gamma_{32} / \gamma_{31} \gg 1$$

に対し v_{\max} は

$$v_{\max} = v_v - \frac{\gamma_{21}}{\gamma_{32}} (S_1 - K_{r2})$$

で近似できる。

(11) は

$$\left| \frac{K_{s2}}{K_{s1}} \right| \exp(-2\beta_3 t) \ll 1 \quad (12)$$

が成りたつ（付録2参照）とき

$$v = K_{31} \exp \tau_{31} t + \frac{a_2 g_2 V_n + k}{a_2 g_2 + b_2}$$

によって近似できるから、 v が再び境界値 v_p に達する時刻を t_3 とすれば

$$t_3 = \frac{1}{\tau_{31}} \ln \frac{S_2}{K_{31}}$$

となり、境界点において

$$\left. \frac{dv}{dt} \right|_{v=v_p} = \tau_{31} S_2 < 0 \quad (13)$$

が成りたつ。

2.6 第2領域の解（パルス立下がり）

境界条件 (13) を用いて一般解

$$v = K_{f1} \exp \tau_{21} t + K_{f2} \exp \tau_{22} t + \frac{a_2 g_2 V_n + k}{a_2 g_2 + b_2} \quad (14)$$

の任意定数 K_{f1} および K_{f2} は

$$K_{f1} = -\frac{1}{2\beta_2} (\tau_{22} S_1 - \tau_{21} S_2),$$

$$K_{f2} = \frac{1}{2\beta_2} (\tau_{21} S_1 - \tau_{22} S_2)$$

となり、(8) が満たされているとき

$$K_{f1} < 0 < K_{f2}, \quad |K_{f1}| < K_{f2}$$

が成りたつ。さらに (9) が成りたつとき (14) は

$$v = K_{f1} \exp \tau_{21} t + K_{f2} + \frac{a_2 g_2 V_n + k}{a_2 g_2 + b_2}$$

で近似できて、 v が境界値 v_p に達する時刻 t_{2f} は

$$t_{2f} = \frac{1}{\tau_{21}} \ln \frac{U_2 + K_{f2}}{-K_{f1}}$$

となり、境界点において

$$\left. \frac{dv}{dt} \right|_{v=v_p} = -\tau_{21} (U_2 + K_{f2}) < 0 \quad (15)$$

が成りたつ。

2.7 第1領域の解

一般解

$$v = K_{11} \exp \tau_{11} t + K_{12} \exp \tau_{12} t + \frac{k}{a_2 g_1 + b_1} \quad (16)$$

において (15) を考慮して任意定数 K_{11} および K_{12} は

$$K_{11} = -\frac{1}{2\beta_1} [-\tau_{12} U_1 + \tau_{11} (U_2 + K_{f2})]$$

$$K_{12} = \frac{1}{2\beta_1} [-\tau_{11} U_1 + \tau_{12} (U_2 + K_{f2})]$$

となり、(8) が満たされるとき

$$0 > \tau_{11} > \tau_{12}$$

したがって

$$K_{11} < 0 < K_{12}, \quad |K_{11}| > K_{12}$$

が成りたつ。

v の最小値 v_{\min} を与える時刻 t_{1m} は (16) から

$$t_{1m} = \frac{1}{2\beta_1} \ln \left[-\frac{K_{12} \tau_{12}}{K_{11} \tau_{11}} \right]$$

となり、 $\tau_{12}/\tau_{11} \gg 1$ に対し v_{\min} は

$$v_{\min} = v_p + \frac{\tau_{21}}{\tau_{12}} (U_2 + K_{f2})$$

によって近似できる。

もし

$$\left| \frac{K_{12}}{K_{11}} \right| \exp(-2\beta_1 t) \ll 1 \quad (17)$$

が成りたてば（付録2参照）、(16) は

$$v = K_{11} \exp \tau_{11} t + \frac{k}{a_2 g_1 + b_1}$$

で近似できて v が再び境界値 v_p に達する時刻 t_1 は

$$t_1 = \frac{1}{\tau_{11}} \ln \frac{U_1}{-K_{11}}$$

となり、境界点において

$$\left. \frac{dv}{dt} \right|_{v=v_p} = -\tau_{11} U_1 \quad (18)$$

が成りたつ。

(18) は第2領域でパルスが再び立上るとき境界条件になるのであるが、(6) と完全に一致することを考慮すれば、すでに述べた各領域の解で定まる振動が繰返すことになり、解の周期性が確かめられたことになる。したがって、すでに述べた解が図1の回路で起こる弛張振動の定常的な解であることが明らかとなった。

3. 解の吟味

3.1 解の解析性

前述の基本方程式の解によって弛張振動の電圧波形

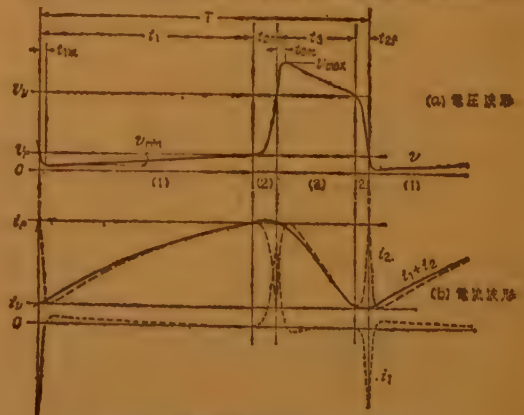


図3 電圧・電流の理論波形（数字は領域を示す）
Fig. 3—Theoretical waveforms of the voltage and the currents. (numbers indicate the domains)

が、また (1) によって回路の電流波形を求めることができ、これを図示したのが図 3 である。解の近似条件 (9), (12), (17) が充分な精度で満たされているとき v は時間に関し常に連続微分可能な関数であるが、 i_1 および i_2 は静特性の折線近似と境界点における v の高次微係数の連続性を仮定しなかったため境界点において連続ではあるが微分可能ではない。したがって、 L_s および R_s を無視してダイオードの動作アドミタンス y_d を

$$y_d = \frac{d}{dv} (i_1 + i_2)$$

で定義すれば、 y_d は境界点において連続ではない。

図 3 において i_1 と i_2 は第 2 領域を通過するとき急激な変化をするが、変化の方向が互いに逆で相殺するため $i_1 + i_2$ がゆるやかに変化することは興味ある事実である。なお振動の周期 T は各領域における所要時間の和

$$T = t_1 + t_{27} + t_3 + t_{3f}$$

によって与えられる。

3.2 解の制動条件と動作可能域

上述の基本方程式の解は (5) および (8) が満たされることを前提としたから、各領域で同時に (5) および (8) を満たす回路条件の全体が考察の対象となる⁽³⁾。特に (8) が満たされなくなると弛張振動の波形は正弦波に近くなり、パルス発生源としての機能を失う。この意味で (5) および (8) を満たす回路条件の全体は無安定マルチとしての動作可能域を構成する。これを表 1 のダイオードに対し $L + L_s : R + R_s$ 平面において図示したのが図 4 である。

表 1 江崎ダイオード諸定数の例

v_p	65 mV	i_p	2.00 mA	L_s	1 mμH
v_o	305 "	i_o	0.40 "	R_s	2 Ω
v_r	455 "	g_1	1/32.5 Ω	C_d	4.2 pF
V_r	270 "	g_2	-1/150 "		
V_n	365 "	g_3	1/93.8 "		

3.3 回路変換とダイオードの優劣

図 4 で $L + L_s$ の最小値はほとんど第 2 領域の制動条件によって支配されていて、この関係は (8) から

$$R + R_s \geq 2\sqrt{\frac{L + L_s}{C_d}} + \frac{L + L_s}{C_d} g_2 \quad (19)$$

で表わされる。 L_s および R_s は表 1 に示すように 1 mH および 2 Ω 程度であるから図 4 で動作可能域を考える場合無視できる。したがって、図 5 に示すようにダイオードと並列に外部容量 C を接続し、 L を

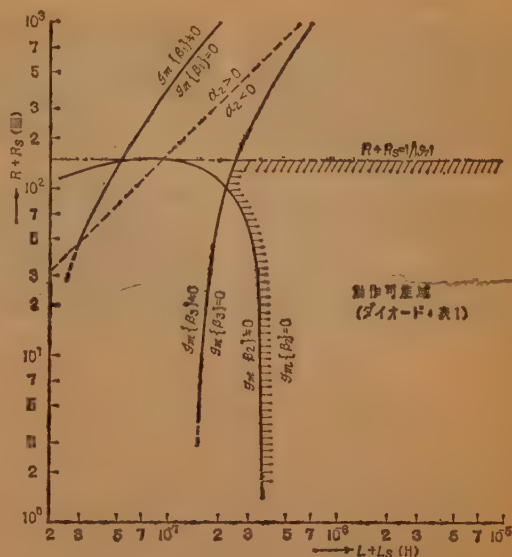


図 4 無安定マルチとしての動作可能域

Fig. 4—Domain for astable multivibrator operation.

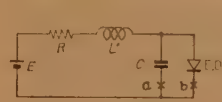


図 5 外部容量の接続
Fig. 5—Connection of the external capacitance C .

$\frac{L + L_s}{C_d} = \frac{L' + L_s}{C + C_d}$ を満たすような L' に変えて

も (19) が満たされ、さらに

$$\frac{C + C_d}{C_d} = n, n \gg 1$$

に対し C を擬似的にダイオードの障壁容量とみなすことができる。この回路変換によれば t_1, t_2, T 等波形各部の時間はほぼ n 倍され、振幅は変化しない。

(19) は書き直して

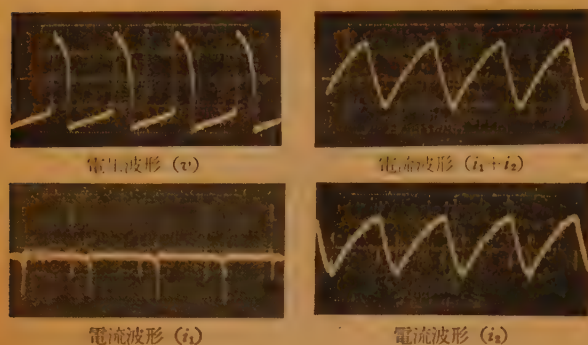
$$(L + L_s) \frac{g_2^2}{C_d} \geq (1 + \sqrt{1 + (R + R_s) g_2})^2$$

となるが (5) を考慮してダイオードの g_2^2/C_d は大きいことが望ましく、無安定マルチに使用するダイオードの優劣——動作可能域の広さ——を判定する 1 つの測度と考えることができる。

4. 理論と実験の比較

4.1 測定法

v を直接観測することは不可能で、 L_s および R_s を通してダイオード両端の電圧を測定することになるが、 L_s および R_s による逆起電力は v に比べて無視できるので、ダイオード両端の電圧を v とみなしてよい。 i_1 および i_2 は図 5 で a, b 点に低抵抗を挿入しその両端の電圧によって、 $i_1 + i_2$ は R 両端の電圧によって測定できる。以上の方法によって観測した波形の一例を図 6 に示す。



電圧波形 (v) 電圧波形 ($i_1 + i_2$)
電流波形 (i_1) 電流波形 (i_2)

$L' = 100 \mu\text{H}$ $E = 0.15 \text{ V}$ $R = 10 \Omega$

ダイオード：表 1 $C = 100 \text{ pF}$

図 6 発振波形の例

Fig. 6—Example of oscillation waveforms.

4.2 電源電圧の変化による波形の変化

図 7 は E を変化したときの波形各部の時間を示したもので、 3000 pF のコンデンサを図 5 のように接続して観測を容易にした。この回路条件は 3000 pF のコンデンサを取り除けば、 L が $1.4 \mu\text{H}$ となり、 E が 0.15 V のとき繰返し周波数が約 28 Mc の回路条件に相当する。図 7 において t_{sm} を除き理論値と実測値はいずれもよく一致していて、 E が増加するとき波形の duty factor が増加し、 T は E が小さいとき最大で、 E のある値に対し最小値を示している。 t_{sr} お

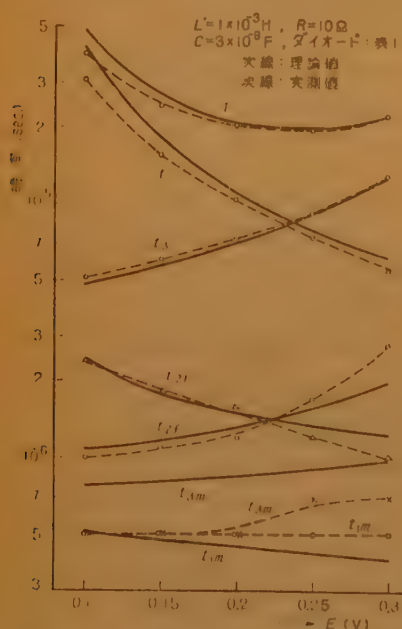


図 7 電源電圧に対する時間の変化

Fig. 7—Bias voltage vs. variation of times.

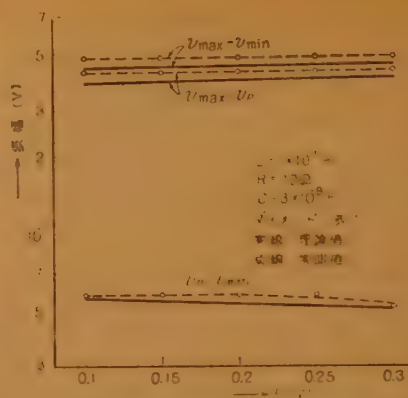


図 8 電源電圧に対する振幅の変化

Fig. 8—Bias voltage vs. variation of amplitudes.

よび t_{sr} は E の増加に対しそれぞれ減少および増加しているから、立上がりおよび立下がり時間はこれに関連してそれぞれ減少および増加する。

図 8 は電圧波形各部の振幅を示し理論値と実測値はいずれもよく一致していて、 E を変えてもほとんど変化しない。なお図 7, 8 の回路条件に対する発振可能な E の範囲は (4) によって

$$0.089 < E < 0.34 \text{ (V)}$$

であるが、実験では

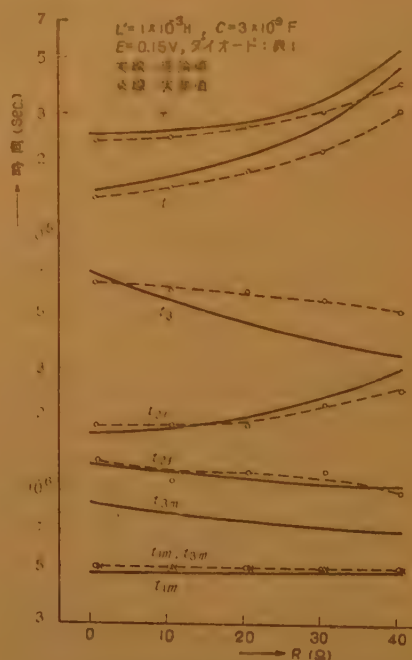


図 9 負荷抵抗に対する時間の変化

Fig. 9—Load resistance vs. variation of times.

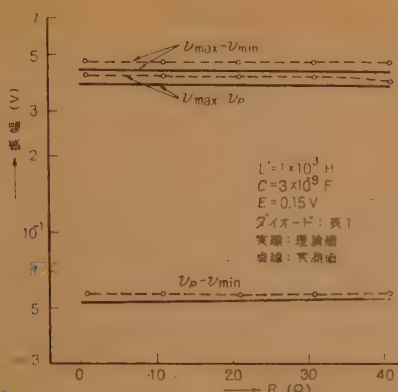


図 10 負荷抵抗に対する振幅の変化

Fig. 10—Load resistance vs. variation of amplitudes.

$$0.092 < E < 0.35 \text{ (V)}$$

において発振し、発振の開始、停止について履歴現象はほとんど認められない。

4.3 負荷抵抗の変化による波形の変化

図 9 は R を変化した場合の波形各部の時間の変化を示したもので、 R が大きいとき理論値と実測値の誤差がやや大きくなっている。一般的傾向として R の増加が波形各部の時間に及ぼす影響は図 7 で E が減少するときのそれと同じである。図 10 は図 9 に

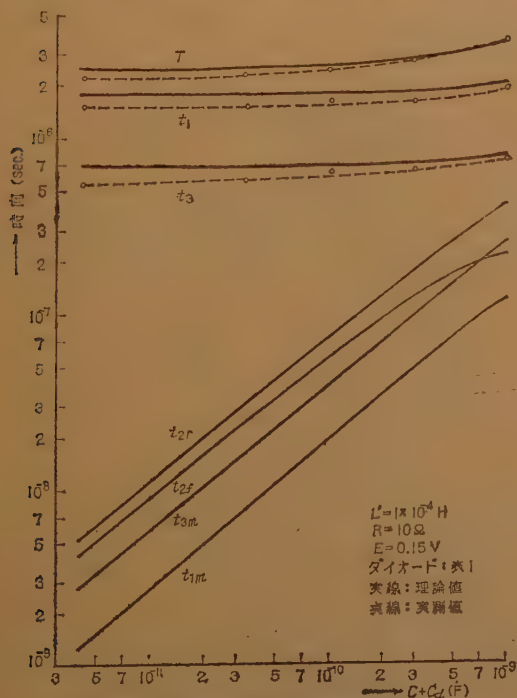


図 11 障壁容量に対する時間の変化

Fig. 11—Barrier capacitance vs. variation of times.

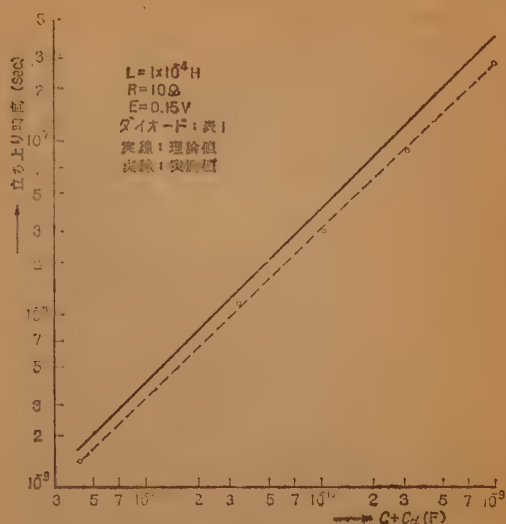


図 12 障壁容量に対する立上がり時間の変化

Fig. 12—Barrier capacitance vs. variation of rise time.

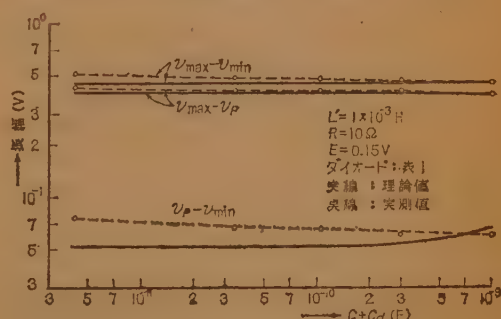


図 13 障壁容量に対する振幅の変化

Fig. 13—Barrier capacitance vs. variation of amplitudes.

対応して R に対する電圧波形各部の振幅を示し、理論値と実測値はよく一致していて R の大きさにはほぼ無関係に一定である。なお図 9, 10 では (4) により R が 40.5Ω 以下で発振可能であるが実験では 41Ω 以下で発振した。

4.4 障壁容量の変化による波形の変化

ここでは図 5 の C を障壁容量とみなし、 C を変化した場合の効果を図 11, 12, 13 に示す。図 11 は波形各部の時間を表わし、実測値は t_{2f}, t_{2f} 等の測定が困難なため、 t_1, t_3 および T のみを示した。 t_1, t_3 および T については理論値と実測値はよく一致していて、 C の変化にほとんど関係しないのに対し、 $t_{2f}, t_{2f}, t_{1m}, t_{3m}$ はほぼ C に比例して増加している。この事実は図 12 の立上がり時間についての理論値と実測値の比較において端的に示されている。図 13 は電圧波形各部

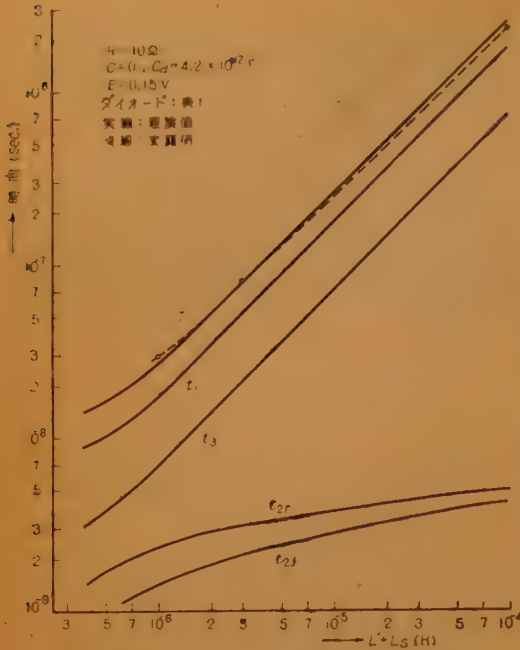


図 14 負荷インダクタンスに対する時間の変化
Fig. 14—Load inductance vs. variation of times.

の振幅を示し、理論値と実測値はよく一致していて C の変化にほとんど無関係である。なお、図 11, 12, 13 において第 2 領域の臨界制動条件を与える C の大きさは約 1170 pF である。

4.5 負荷インダクタンスの変化による波形の変化

図 14 は L を変化させたときの波形各部の時間の変化を示す。実測値は測定の都合上 T だけを、理論値とよく一致している。図 14 では図 11 で C を変化した場合と全く対照的に L の増加にはほぼ比例して t_1, t_3, T が増加し t_{2r}, t_{2s} はわずかに増加するに過ぎない。 t_{1m} および t_{3m} は示されていないが t_{2r} とはほぼ同様の变化を示す。図 15 は電圧波形各部の振幅の変化

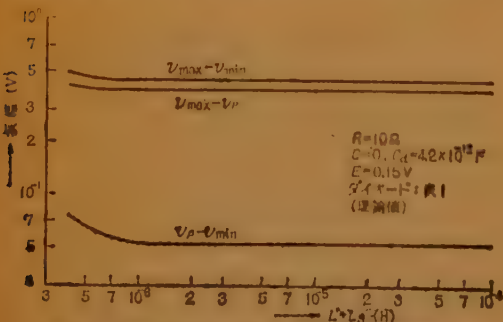


図 15 負荷インダクタンスに対する振幅の変化
Fig. 15—Load inductance vs. variation of amplitudes.

を示し、 L がある値より大きいとき L の変化にほとんど無関係である。図 14, 15 において第 2 領域の制動条件から定まる L の最小値は約 $0.35 \mu\text{H}$ である。

5. 結 言

エサキ・ダイオードを用いた無安定マルチにおいて、障壁容量を考慮した回路の微分方程式を若干の仮定の下に解くことにより、弛張振動の動作機構を負性抵抗領域において跳躍現象を認めないで合理的・定量的に明らかにした。ここで用いた解析の方法は、発振が急速に定常状態に達する他の発振回路の解析に応用できよう。

発振波形各部の時間、振幅等についての理論値と実測値がよく一致することを確認、回路条件と波形の関係を論じた。また解の制動条件から、ダイオードの良さを表わす 1 つの測度を導き、無安定マルチとして動作可能な回路条件を指摘し、さらに外部容量の接続によって高周波の振動を低周波に変換できることを示した。また、この回路変換によって障壁容量および非線形コンダクタンスを流れる電流を擬似的に分離して観測することができた。

終りに、御指導いただいている矢崎課長、重井、倉橋係長、また御討議いただいた斎藤社員および実験、数値計算に御援助いただいた松本社員に感謝の意を表す。

文 献

- (1) 植村、村本：“Tunnel Diode を用いたマルチおよび計数回路”，昭 34 全大シンポジウム 2.9.
- (2) たとえば倉橋、斎藤：“エサキダイオード・マルチバイブレータの検討”，(未公開).
- (3) たとえば M.E. fines：“High-frequency negative resistance circuit principles for Esaki Diode applications”，B.S.T.J. 39, 3, p 477, (1960).

付 録

1. 第 1 領域の過渡解

図 1 において SW を閉じた瞬間

$$v=0, i_1=C \frac{dv}{dt}=0$$

が成りたつから、一般解

$$v=K_1 \exp r_{11} t + K_2 \exp r_{12} t + \frac{k}{a_2 g_1 + b_2}$$

において K_1 および K_2 は

$$K_1 = \frac{r_{12} k}{2 \beta_1 (a_2 g_1 + b_2)}, K_2 = -\frac{r_{11} k}{2 \beta_1 (a_2 g_1 + b_2)}$$

となり、(8) が成りたつとき

$$K_1 < 0 < K_2, |K_1| > K_2$$

が成りたち、(17) を考慮して (付録 2 参照) v は

$$v = K_1 \exp r_{11} t + \frac{k}{a_2 g_1 + b_2}$$

で近似できるから、第 1 領域の境界点において

$$\left. \frac{dv}{dt} \right|_{v=v_p} = -r_{11} U_1$$

が成りたつ。

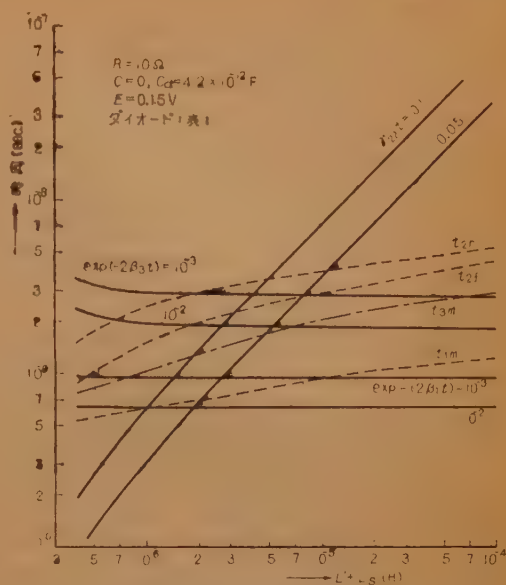
2. 解の近似条件

付図 1 は解の近似条件 (9), (12), (17) がどのような精度で成立するかを示したものである。ただし第 1 および第 3 領域においては

$$\left| \frac{K_{m2}}{K_{m1}} \right| \exp(-2\beta_m t) < \exp(-2\beta_m t), \quad m=1, 3$$

が成りたつので右辺について考えた。

付図 1 から動作可能域の限界に近い回路条件に対しても、第 1 および第 3 領域においてはそれぞれ t_{1m} および t_{3m} の近傍において誤差はかなり小さくしたがって t_1 および t_3 の近傍では十分な精度で近似条件が成立する。第 2 領域においては逆に時間がたつにつれ誤差が大きくなるが、 $L' + L_s$ が最小値 ($0.35 \mu\text{H}$) に極めて近い場合を除けば t_{2r} および t_{2f} の近傍においても十分な精度で近似条件が成立する。



付図 1 各領域の近似条件
Appendix 1—Approximation conditions in each domain.

(昭和 36 年 3 月 14 日受付)

UDC 621.372.54.029.63/.64

マイクロ波分波器の伝送特性とその設計*

正員 河津祐元[△] 正員 菅原英彦 正員 石井秀男

(東京大学航空研究所)

(電気通信研究所)

要約 ハイブリッド回路と 2 組のろ波器系とを組合わせた方式のマイクロ波分波器の伝送特性の諸性質を詳細に解明した。すなわち遅延時間特性、伝送損失特性、結合減衰量特性、インピーダンス特性、並びに結合線長の周波数特性、および 2 組のろ波器系の特性がわずかに異なる場合の影響を明らかにし、広帯域無線中継用分波器の伝送特性を良好ならしめるための設計法を確立した。

その設計具体例として、われわれはマジック T と 2 組の方形導波管ろ波器とによる分波器、およびその小形、改良形として一本の円形導波管内で直交するろ波器系と円形ハイブリッドとを組合わせた方式の広帯域無線中継用分波器を実用化した。この実用化にあたって、この設計法を適用し、このような分波器の設計に本理論が有益であることを実証した。

1. は し が き

マイクロ波広帯域 FM 無線中継方式では、多くの無線チャンネルを周波数ごとに配列し、これを共通の空中線で送受信している。ここで述べるマイクロ波分波

器はこのような方式で空中線と各無線チャンネル周波数を合成分離するものである。

このような目的に一般に使用されているマイクロ波分波器はハイブリッド回路と 2 組のろ波器系とによって構成されたものであって、そのうち、ろ波器として帯域通過形のものを使用するものと、帯域阻止形のものを使用するものとに分類できる。また、ろ波器の減衰特性としては Wagner 形のもの、Tschebyscheff 形のものに分かれる。

従来、マイクロ波分波器について発表された論文

* Transmission Characteristics and Design Method of Branching Filter for Microwave Radio Relay System. By SUKEMOTO KAWAZU, HIDEHIKO SUGAHARA and HIDEO ISHII, Members (Electrical Communication Laboratory, Tokyo). [論文番号 3387]

△ 前電気通信研究所。

は、これら各種のものについて比較検討しながら通信方式の要求事項に合致するように、合理的に良好な設計法を確立したものは見あたらない。すなわち、最初に、アメリカの Bell 電話研究所の W.D. Lewis と L.C. Tillotson によって⁽¹⁾この方式のマイクロ波分波器の原理の概要が述べられているが、その伝送特性については単にインピーダンスおよび伝送損失の実験値が示されているに過ぎない。また、最近、TJ 方式に用いた分波器の結合度特性が示されているが⁽²⁾、ろ波器設計としては何も触れていない。また、イギリスの L. Lewin によって⁽³⁾分波器のろ波器系として帯域阻止ろ波器を用いて Wagner 形の特有性を持たす設計法が論じられ、その後、フランスの G. Broussaud によって⁽⁴⁾、ろ波器として帯域通過形を用いて Wagner 形の伝送特性が示されている。しかし、Tschebyscheff 形については何も触れていない。

マイクロ波広帯域 FM 無線中継方式の設計のうち、分波器に関する方式的要求事項を定性的に表現すると、各無線チャネルの周波数間隔をできるだけ接近させると共に、帯域内伝送特性を良好にして、無線チャネル内に収容し得る通信量をできるだけ増大させることである。

この論文では上述のような要求に沿う分波器としていかなる形の分波器が適しているか、その構成について検討し、用いるろ波器の細部設計、並びに分波器特性を論じ、広帯域 FM 無線中継用 マイクロ波分波器の設計法を確立している。すなわち、

(1) マイクロ波分波器を構成する場合、帯域阻止ろ波器を用いて Tschebyscheff 特性を持たすようにろ波器を設計すれば、Wagner 形の帯域阻止および帯域通過ろ波器*、または Tschebyscheff 形の帯域通過ろ波器*を用いるよりも、帯域内遅延時間特性、帯域内伝送損失特性において優れた伝送特性を示すことを明らかにしている。

(2) また、結合線長の周波数特性を考慮して分波器をいかに設計すべきかを論じ、はしご形導波管ろ波器の結合線長の周波数特性を考慮してろ波器特性の近似度について明らかにしている。従来、この問題については帯域通過形の場合のみ W.W. Mumford によって⁽⁷⁾論じられているが、ここでは一般的に厳密に検討している。

(3) つぎに、2組のろ波器特性がわずかに異なる場

* なお、帯域通過形ろ波器の遅延特性については、岸氏⁽⁸⁾によって述べられている。

合、分波器特性に及ぼす影響を明らかにしている。特に、インピーダンス特性の上にこの影響が顕著に現われるが、従来アメリカにおける実験値⁽¹⁾、およびイギリス STC 製分波器の特性からみても、必ずしも良好とは思えず、この点細心の注意が必要であることを述べている。

(4) 最後に、この方式の分波器において遅延時間特性、伝送損失特性、インピーダンス特性、結合減衰量特性について総合的に実験の結果を示し、理論と実験値とがよく一致し、この理論の正しいことを実証している。

以上、要するに分波器の諸特性を解明し、広帯域無線中継用分波器の設計法を確立した。

2. 分波器の原理および構成

普通、マイクロ波分波器は(図1)に示すようにハイブリッド回路 H_1, H_2 、および2組の同一の特性を有するろ波器(すなわち、反射係数 $\Gamma_1 = \Gamma_2 \equiv \Gamma$ 、透過係数 $T_1 = T_2 \equiv T$)を用いて構成され、2個の伝送路系でろ波器を分波周波数の管内波長 λ_g の $1/4$ だけ位相差を持たせて配置する。



図1 分波器の構成図

Fig. 1—Construction of branching filter.

いま、図1において P, B 、および R に無反射終端器を接続し、大きさ1の波を A より送ったとすれば、 A における反射係数は

$$\Gamma_a = \Gamma e^{-j\frac{4\pi}{\lambda_g} l_1} e^{-j\frac{\pi}{2} \frac{\lambda_{g0}}{\lambda_g} \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{\lambda_{g0}}{\lambda_g}\right)} \quad (1)$$

B に落ちる波は

$$\Gamma_b = -j \Gamma e^{-j\frac{4\pi}{\lambda_g} l_1} e^{-j\frac{\pi}{2} \frac{\lambda_{g0}}{\lambda_g} \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{\lambda_{g0}}{\lambda_g}\right)} \quad (2)$$

P に抜ける波は

$$T_p = T e^{-j\frac{2\pi}{\lambda_g} l} \quad (3)$$

で表わせる。ただし、 λ_g は任意の周波数における管内波長、 l_1 は入力側ハイブリッド回路 H_1 から、2組のろ波器系のうち、近い方のろ波器に至るまでの管内波長、 l_2 は同じく H_2 に至るまでの導波管長であり、 $l = l_1 + l_2$ とする、 $\lambda_g = \lambda_{g0} + \Delta\lambda_{g0}$ とおき、その絶

対値だけをとれば、

$$\left. \begin{aligned} |T_a| &= |\Gamma| \cdot \left| \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{\Delta\lambda_{g0}}{\lambda_g}\right) \right| \\ |T_b| &= |\Gamma| \cdot \left| \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{\Delta\lambda_{g0}}{\lambda_g}\right) \right| \\ |T_p| &= |T| \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

となる。

いま、ろ波器として分波周波数で反射する帯域阻止ろ波器を選ぶとすればAより電波を送った場合、必要周波数帯のみBの方に落ち、他は全部Pに抜ける。

この場合、分波周波数付近では $\sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{\Delta\lambda_{g0}}{\lambda_g}\right) \rightarrow 0$ であり、他の周波数帯では $\Gamma \ll 1$ であるからAに対する反射係数は小さい。また、ろ波器として分波周波数で通過する帯域ろ波器を用いるとすれば、分波帯域以外の周波数では Γ が大きく $\frac{\Delta\lambda_{g0}}{\lambda_g}$ も大きくなり、Aに対する反射係数が大きくなるので導波管系で補償をする必要がある⁽⁴⁾。したがって帯域阻止ろ波器を選定した。

図1においてAを空中線入出力口、Bを分波入出力口、Pを通過入出力口とすると

Aから送った電波がBに結合する量は(以下 A-B 特性と呼ぶ)

$$L_B = 20 \log_{10} \frac{1}{|\Gamma| \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{\Delta\lambda_{g0}}{\lambda_g}\right)} \approx 10 \log_{10} \frac{1}{|\Gamma|^2} \text{ (dB)} \quad (5)$$

Aからの電波がPに抜ける量は、(以下 A-P 特性と呼ぶ)

$$L_P = 20 \log_{10} \frac{1}{|T|} = 10 \log \frac{1}{|T|^2} \text{ (dB)} \quad (6)$$

Aからみたインピーダンスは

$$\text{V.S.W.R} = \frac{1 + |\Gamma| \left| \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{\Delta\lambda_{g0}}{\lambda_g}\right) \right|}{1 - |\Gamma| \left| \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{\Delta\lambda_{g0}}{\lambda_g}\right) \right|} \quad (7)$$

で表わせる。

3. ろ波器設計と分波器

3.1 はしご形導波管ろ波器における結合線長の影響

導波管回路でろ波器を形成する場合、図2(b)のように $\frac{\lambda_{g0}}{4}$ 結合回路を利用して、図2(a)のはしご形回路に近似するが、この補正について述べよう。図3(a)の回路は図3(b)と全く等価であり、図2(b)の等価回路では3段目の素子とは

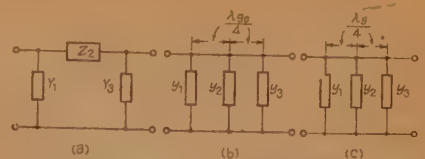


図2 はしご形回路と $\lambda_{g0}/4$ 結合回路、 $\lambda_g/4$ 結合回路
Fig. 2—Ladder type network, $\lambda_{g0}/4$ connecting circuit and $\lambda_g/4$ connecting circuit.

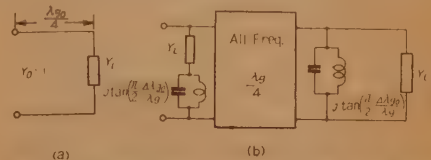


図3 $\lambda_{g0}/4$ 結合回路と周波数特性を考慮した場合の等価回路
Fig. 3— $\lambda_{g0}/4$ connecting circuit and equivalent circuit with frequency characteristics.

$$Y_3 = y_3 + j \tan\left(\frac{\pi}{2} \frac{\Delta\lambda_{g0}}{\lambda_g}\right) \quad (8)$$

と置き換えられる。また、2段目の素子では $y_3 + 1 \gg \tan\left(\frac{\pi}{2} \frac{\Delta\lambda_{g0}}{\lambda_g}\right)$ と置ければ

$$Y_2 \approx y_2 + j 2 \tan\left(\frac{\pi}{2} \frac{\Delta\lambda_{g0}}{\lambda_g}\right) \quad (9)$$

また、1番目の素子では $y_3 + 1 \gg \tan\left(\frac{\pi}{2} \frac{\Delta\lambda_{g0}}{\lambda_g}\right)$, $y_2 + \frac{1}{y_3 + 1} \gg \tan\left(\frac{\pi}{2} \frac{\Delta\lambda_{g0}}{\lambda_g}\right)$ の条件で

$$Y_1 \approx y_1 + j \tan\left(\frac{\pi}{2} \frac{\Delta\lambda_{g0}}{\lambda_g}\right) \quad (10)$$

が得られ、いずれも第2項が補正項となり、ろ波器設計をする場合、各共振器の Q_L をやや補正する必要があるが、これからは補正をなして Q_L を定めるものとする。すなわち考慮する範囲で $\frac{\lambda_g}{4}$ 結合と仮定、

図2(c)の回路が図2(a)の回路に等価であるとして。なお、この場合 $Y_1 = y_1$, $Z_2 = y_2$, $Y_3 = y_3$ となる。

3.2 分波器用帯域阻止ろ波器の種類とその設計

一般に導波管ろ波器は、はしご形回路で構成するが帯域阻止ろ波器の場合、2種類考えられる。すなわち分波器用ろ波器として使用した場合、空中線入出力対分波入出力結合度(A-B結合度)が分波帯域で 2π 位の零点を有する maximally flat 形 filter (Wagner 形とも言う) また、A-B結合度をその減衰域での最低値で規定した Tschebyscheff 形 filter がある。これは図4(a)の基準化回路より

$$\Omega = \frac{-1}{\frac{\omega_0}{w} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} \approx \frac{-w}{2} \frac{1}{d\omega}$$

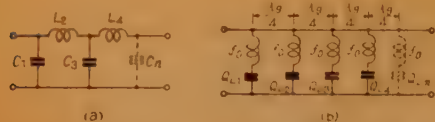


図4 基準化低域ろ波器と帯域阻止ろ波器

Fig. 4—Prototype low pass filter and band elimination filter.

なる周波数変換を行なえば得られるが、導波管回路では図4(b)のごとき

$$y_1 = \frac{1}{j \frac{Q_{L1}}{2} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}, \quad y_2 = \frac{1}{j \frac{Q_{L2}}{2} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}$$

$$y_3 = \frac{1}{j \frac{Q_{L3}}{2} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}$$

なる直列共振回路で置き換えられる。なお、この場合、負荷 Q , すなわち Q_L は $\frac{Q_L}{2} = \frac{\omega_0}{w C_1}$, $\frac{Q_{L2}}{2} = \frac{\omega_0}{w L_2}$, $\frac{Q_{L3}}{2} = \frac{\omega_0}{w C_3}$, ... なる関係にあり、定数 C_1, L_2, C_3, \dots の選定如何によって Wagner 形にも, Tschebyscheff 形にもなり得る。なお、この基準化低域ろ波器の C_1, L_2, C_3, \dots の値の決定は高橋氏の計算法⁽⁸⁾によって可能である。

(a) maximally flat (Wagner) 形ろ波器

反射係数 Γ , 透過係数 T はそれぞれ

$$|\Gamma|^2 = \frac{1}{1+x^{2n}}, \quad |T|^2 = \frac{x^{2n}}{1+x^{2n}} \quad (11)$$

で表示される。ただし、 $x = \frac{\Delta\omega}{w/2} = \frac{-1}{\Omega}$, $\Delta\omega = \omega - \omega_0$, w は角周波数 3 dB 帯域幅, n は段数, ω_0 は共振角周波数である。

(b) Tschebyscheff 形ろ波器

反射係数 Γ , 透過係数 T はそれぞれ

$$|\Gamma|^2 = \frac{\epsilon^2 T_n^2(\Omega)}{1 + \epsilon^2 T_n^2(\Omega)},$$

$$|T|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 T_n^2(\Omega)} \quad (12)$$

で表示できる。ただし、 $\Omega = \frac{w}{\Delta\omega} = \frac{1}{x}$, $\Delta\omega = \omega - \omega_0$, w は $A-B$ 結合度の減衰帯域を定める角周波数帯域幅, ϵ は $A-B$ 結合度の減衰域における減衰量を定めるパラメータ, n は段数, $T_1, T_2, T_3, \dots, T_n$ は Tschebyscheff の多項式である⁽¹⁴⁾。これらの Γ, T を用いて分波器の $A-B$ 減衰量, $A-P$ 減衰量を画けば図5, 6, 7のごとくなる^{(8), (12), (13)}。

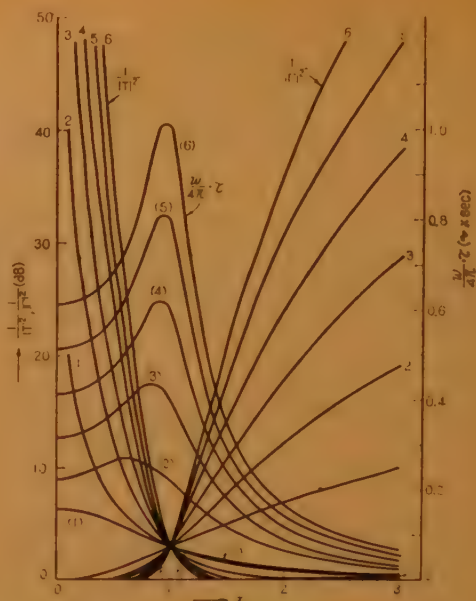
図5 Wagner 形帯域阻止ろ波器
素子数: 1, 2, 3, 4, 5, 6
 $\frac{w}{2\pi} : 3 \text{ dB 帯域幅 (c/s)}$

Fig. 5—Wagner-type band elimination filter.

3.3 分波器の遅延時間特性および伝送損失特性

対称形, または相反形回路を用いる場合, 同一回路では反射波と透過波の遅延時間は等しいことは容易に誘導し得る。また, 回路に微小抵抗損を含む場合は, 損失なき場合, 帯域内で減衰量に周波数特性がなければ, 純リアクタンスと見なして計算した遅延特性と変わらないことも既に明らかにされている⁽¹⁰⁾。したが

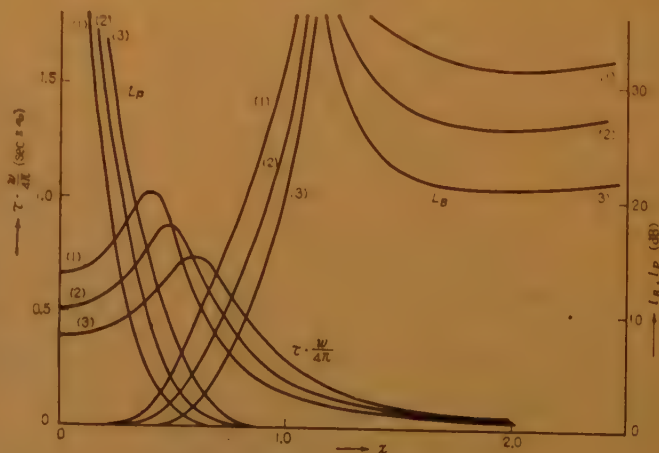


図6 Tschebyscheff 3素子阻止ろ波器

Fig. 6—Tschebyscheff-3 type band elimination filter.

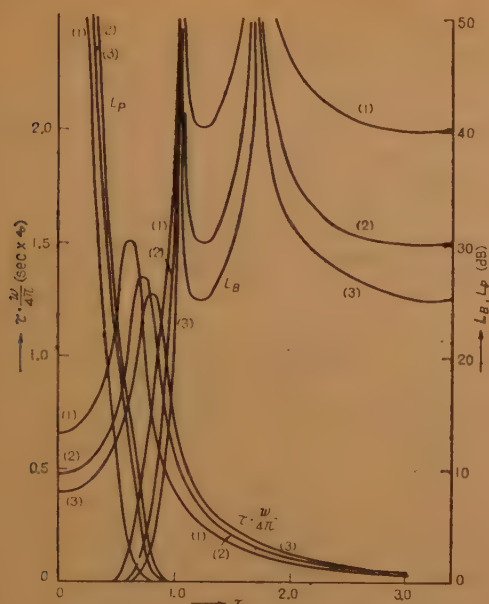


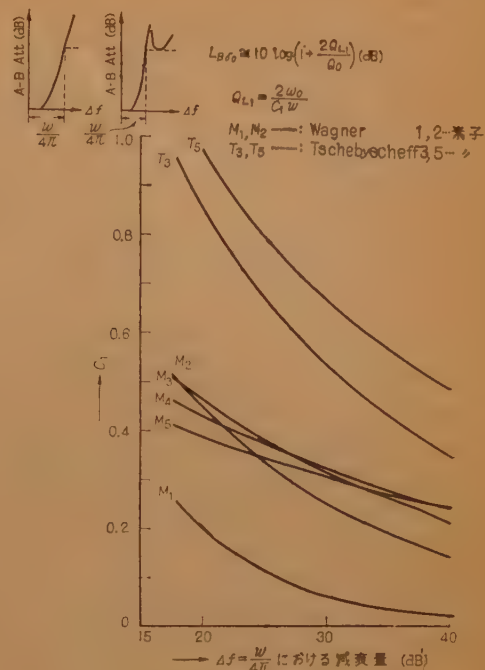
図 7 Tschebyscheff 5素子阻止帯波器

Fig. 7—Tschebyscheff-5 type band elimination filter.

って普通、伝送帯域のみを扱うことがおもであるので純リアクタンス回路による構成として取扱う。はじめ形帯域阻止帯波器の maximally flat 形, Tschebyscheff 形についてこれを求めてみると図 5, 6, 7 のごとくなる^{(11), (12), (13)}。なお、ここでは $\frac{w}{4\pi}$ で基準化した。分波器の伝送損失は、共振器に全く抵抗損がなければ (11), (12) を (5), (6) に代入すれば分波帯域および隣接帯域について計算できるが、実際には共振器に微小抵抗損を含んでいる故、これを考慮して設計をせねばならぬ。一般に、微小な一様損失を有する回路の反射係数 Γ_0 , および透過係数 T_0 は損失のない場合の表示式, Γ, T を用いて (これは Bode⁽¹⁰⁾ の式より誘導できる)

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{|\Gamma_d|^2} &\cong \frac{1}{|\Gamma|^2} (1 + \tau w \delta) = \frac{1}{|\Gamma|^2} \left(1 + \tau \frac{\omega_0}{Q_0} \right) \\ \frac{1}{|T_d|^2} &\cong \frac{1}{|T|^2} (1 + \tau w \delta) = \frac{1}{|T|^2} \left(1 + \tau \frac{\omega_0}{Q_0} \right) \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

ここに τ はろ波器の遅延時間 (sec), ω_0 は分波角周波数で $\omega_0 = 2\pi f_0$ (c/s), Q_0 は共振器の無負荷 Q , w は帯域幅 (角周波数で表わし, Wagner および Tschebyscheff 形についておのおの $x=1$ における表示式を用いる), $\delta = \frac{\omega_0}{wQ_0}$ である。すなわち、共振器に微小抵抗損を含む場合、分波帯域、隣接帯域の伝送損失 $L_{B\delta}$,

図 8 分波周波数における伝送損失と初段目の共振器の Q_{L1} Fig. 8—Transmission loss at branching frequency and Q_{L1} of first resonator.

$L_{P\delta}$ は純リアクタンスの場合に比し, $10 \log_{10} \left(1 + \tau \frac{\omega_0}{Q_0} \right)$ (dB) だけ加算して考えれば良い。なお、分波角周波数 ω_0 では初段目の Q_{L1} によってろ波器の遅延時間は

$$\tau_0 = \frac{4}{C_1 w} = \frac{2 Q_{L1}}{\omega_0}$$

であり、反射係数 Γ は 1 であるから、その損失は、

$$L_{B\delta} \cong 10 \log_{10} \left(1 + \frac{2 Q_{L1}}{Q_0} \right) \quad (\text{dB}) \quad (14)$$

となる。図 8 には C_1 を周波数変位 $\Delta f = \frac{w}{4\pi}$ (ここでは w は減衰帯域を定める角周波数帯域幅とする) における A-B 減衰量に対して示す。これよりみれば隣接帯域で 20 dB 以上の A-B 減衰量を必要とする分波器の場合、Tschebyscheff 形の方が Wagner 形ろ波器を用いるよりも分波周波数の伝送損失が少ないことがわかる。

一般に、マイクロ波分波器は空中線から来た波を各周波数ごとに分離し、中継器で増幅して、再び空中線に結合して送り出す役目をするが、たとえば多くの周波数を分離するとき、周波数配列は図 9 のごとくとり⁽¹¹⁾、隣接周波数付近を通過するとき、送受信で遅

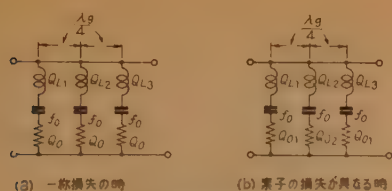


図 11 微小な抵抗値のあるろ波器

Fig. 11—Filters with little dissipation.

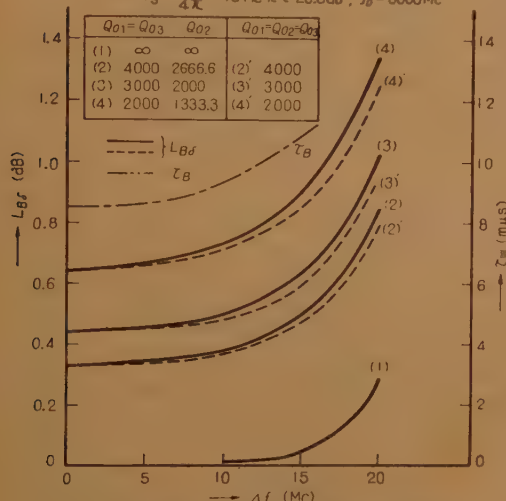
負荷 Q をそれぞれ $Q_{01}=Q_{02}=Q_{03}$, 負荷 Q を $Q_{L1}=Q_{L2}=Q_{L3}$ とおけば、伝送損失は

$$\frac{1}{|\Gamma_d|^2} = \frac{1 + \epsilon^2 T_3^2(\Omega)}{\epsilon^2 T_3^2(\Omega)} + \frac{1}{\epsilon^2 T_3^2(\Omega)}$$

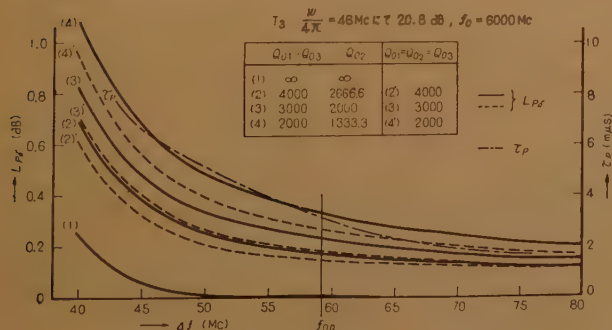
$$[\{2C + \Omega^2 LC(L - 2C) + \Omega^4 C^3 L^2\} \Omega^2 \delta_1 + (L + \Omega^2 LC^2) \Omega^2 \delta_2]$$

$$\frac{1}{|T_d|^2} = 1 + \epsilon^2 T_3^2(\Omega)$$

$T_3 \frac{W}{4\pi} = 46 \text{ Mc}$ にて 20.8 dB , $f_0 = 6000 \text{ Mc}$



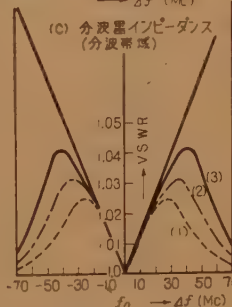
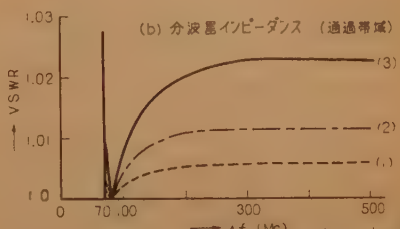
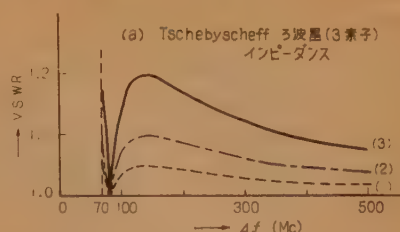
(a) 分波帯域における伝送損失および遅延特性



(b) 隣接帯域における伝送損失および遅延特性

図 12 6Gc 超広帯域用分波器

Fig. 12—Transmission loss and delay characteristics in branching band and adjacent passing band of branching filter in 6Gc.



$$S_0 = \frac{\pi \Delta \lambda g}{4 \ln \left(\frac{\pi \Delta \lambda g}{2 \lambda_g} \right)}$$

(注) 分波器のインピーダンスは上記の波長を用いた場合のものであり(1),(2),(3)いずれも相対化する。4Gc 帯ただし 6Gc の円形導波管を使用

図 13 ろ波器および分波器のインピーダンス

Fig. 13—Impedance of band elimination filter and branching filter.

$$+ \{2C + \Omega^2 LC(L - 2C) + \Omega^4 C^3 L^2\} \Omega^2 \delta_1 + (L + \Omega^2 LC^2) \Omega^2 \delta_2 \quad (15)$$

ただし、

$$\delta_1 = \frac{\omega_0}{w Q_{01}}, \delta_2 = \frac{\omega_0}{w Q_{02}} \text{ とする。}$$

で得られ、これを 6Gc 超広帯域無線中継用分波器について計算すれば図 12 のごとくなり、一樣損失の場合と対比して示した。なお遅延時間特性も付記した。

3.4 ろ波器および分波器のインピーダンス

3 素子の Tschebyscheff 形帯域阻止ろ波器を用いるとすれば、分波器として構成した場合その反射係数 Γ_a は隣接通過域において

$$|\Gamma_a|^2 = \epsilon^2 T_3^2 \left(\frac{1}{x} \right) \sin^2 \left(\frac{\pi}{2} \frac{\Delta \lambda_{g0}}{\lambda_g} \right) \quad (16)$$

分波帯域で

$$|\Gamma_a|^2 \cong \sin^2 \left(\frac{\pi}{2} \frac{\Delta \lambda_{g0}}{\lambda_g} \right) \quad (17)$$

となる。4Gc 帯では隣接周波数との間隔は $4F = 80 \text{ Mc}$ であり、その伝送帯域 $\pm 10 \text{ Mc}$ を考

慮して $4f \geq 70 \text{ Mc}$ で $A-B$ 減衰量を規定しているが、たとえば 69ϕ の円形導波管を用いた分波器ではそのインピーダンス特性は図 13のごとくなる。なお、阻止ろ波器の $V.S.W.R=1.2, 1.1, 1.05$ のものはそれぞれ分波器の $A-B$ 減衰量 $20.8 \text{ dB}, 26.4 \text{ dB}, 32.3 \text{ dB}$ に相当する。(図 6)

4. 分波器を構成する 2 組のろ波器特性がわずかに異なった場合、分波器特性に及ぼす影響

各ろ波器の反射係数を Γ_1, Γ_2 とし、その和および差の平均をそれぞれ $\Gamma_0 = \frac{\Gamma_1 + \Gamma_2}{2}$, $\Gamma_u = \frac{\Gamma_1 - \Gamma_2}{2}$ とおく。また、各ろ波器の透過係数を T_1, T_2 とし、同様 $T_0 = \frac{T_1 + T_2}{2}$, $T_u = \frac{T_1 - T_2}{2}$ とおく。

4.1 インピーダンス特性 ($A-B$, $A-P$ インピーダンス)

分波器の反射係数は

$$|\Gamma_u| = \left| \Gamma_0 \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{\Delta \lambda_{g0}}{\lambda_g}\right) + j \Gamma_u \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{\Delta \lambda_{g0}}{\lambda_g}\right) \right| \quad (18)$$

となり、不平衡分 Γ_u はそのままの大きさで、インピーダンスに悪影響を及ぼす故、FM 通信路における反響ひずみを軽減するため、できるだけ各ろ波器を同一特性に近づける必要がある。

4.2 空中線入出力対分波入出力特性 ($A-B$ 特性)

空中線入出力口から電波を送った場合、分波入出力口に出て来る波は、(逆の場合も同様)



6 Gc 帯超広帯域無線中継用分波器
Branching filter for broadband radio relay system in 6 Gc.

$$L_B = 20 \log_{10} \frac{1}{\left| j \Gamma_0 \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{\Delta \lambda_{g0}}{\lambda_g}\right) + \Gamma_u \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{\Delta \lambda_{g0}}{\lambda_g}\right) \right|} \quad (\text{dB}) \quad (19)$$

となり、2 組のろ波器特性のわずかな相異はほとんど問題にならない。

4.3 空中線入出力対通過入出力特性 ($A-P$ 特性)

空中線入出力口から通過入出力口に抜ける波は、(逆の場合も同様)、挿入比で

$$L_P = 20 \log_{10} \frac{1}{|T_u|} \quad (\text{dB}) \quad (20)$$

となる。

4.4 通過入出力対分波入出力結合度特性 ($P-B$ 特性)

通過入出力口より電波を送った場合、分波入出力口に結合する量は、(逆の場合も同様)

$$L_{P-B} = 20 \log_{10} \frac{1}{|T_u|} \quad (\text{dB}) \quad (21)$$

となる。

5. 実験

5.1 4 Gc 帯無線中継用分波器

(a) 方形導波管を用いた分波器

ろ波器の各素子間の相互作用を避けるため、導波管ろ波器の結合線長を $\frac{3}{4}\lambda_{g0}$ とし、直列共振回路に小さな並列 L, C アドミタンスを付加した 3 素子の帯域阻止ろ波器を用いたが、遅延時間特性を回線用遅延測定器 (フルスケール $50 \text{ m}\mu\text{s}$, 測定精度 $1 \text{ m}\mu\text{s}$) を用いて測定した結果、その実際の大きさは図 14のごとく得られた⁽¹¹⁾。

(b) 円形導波管を用いた分波器

3 素子の $\frac{\lambda_{g0}}{4}$ 結合構成による Tscheby-

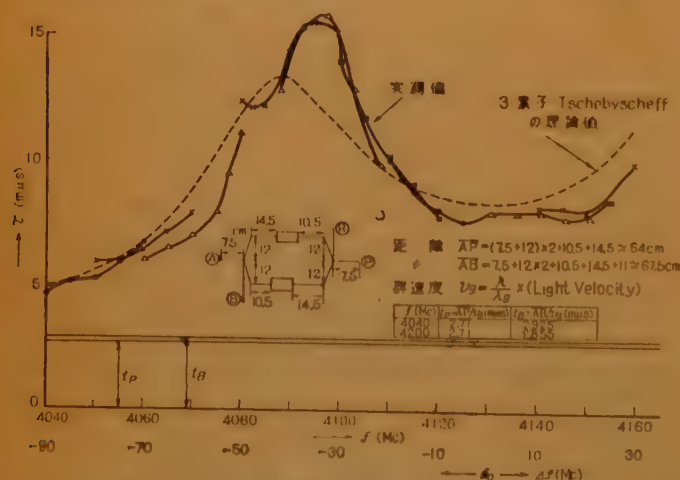


図 14 4 Gc 分波器 (方形導波管によるもの) 遅延特性
Fig. 14—Branching filter in 4 Gc using rectangular waveguide, delay characteristics.

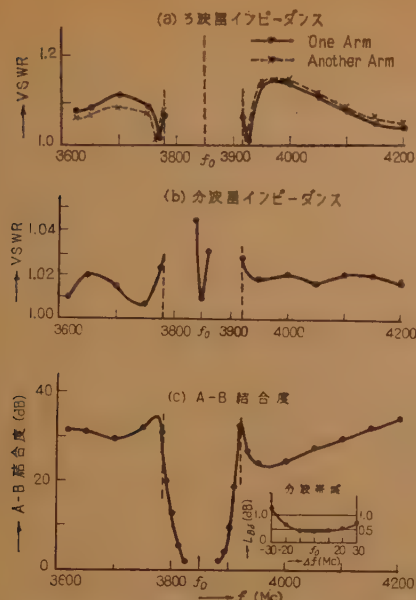
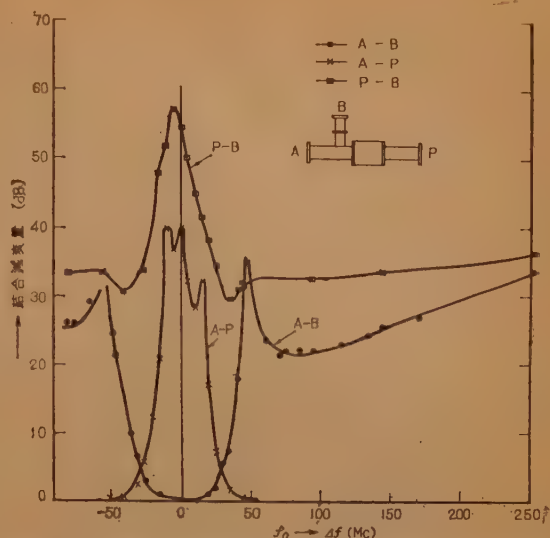


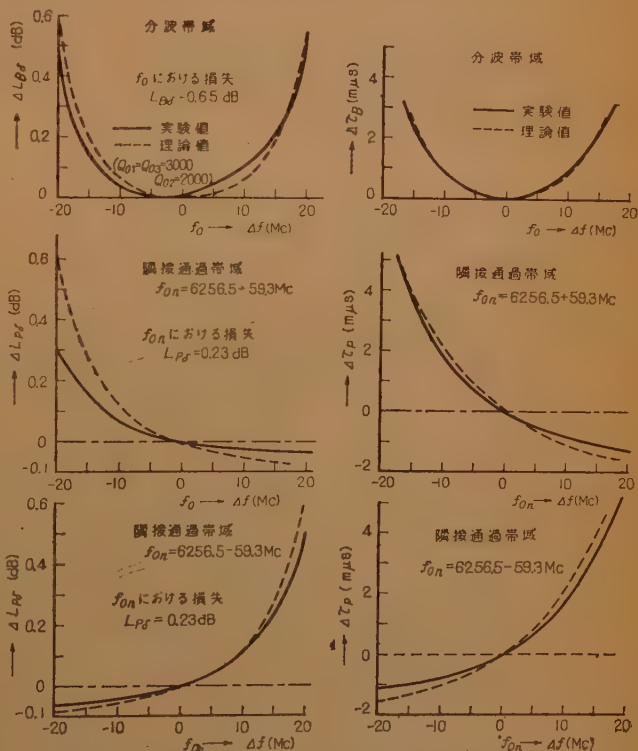
図 15 4Gc 帯円形導波管を用いた分波器
Fig. 15—Branching filter in 4Gc using circular waveguide.

scheff 形帯域阻止ろ波器を用いたもので、その特性の一例を図 15 に示す。ろ波器のインピーダンスと分波器のインピーダンスおよび A-B 結合減衰量に対応させてみれば、理論値に非常に近いことがわかる。以下、円形分波器である。

5.2 6Gc 帯超広帯域無線中継用分波器
 $\Delta F=59,303$ Mc であり、隣接帯域への影響および伝送帯域を考慮して、 $\frac{\lambda_{g0}}{4}$ 結合構成による 3 素子の Tscheybscheff 形帯域阻止ろ波器を用い、A-B 結合度が $\Delta f=46$ Mc で 20 dB 以上として設計した。この特性の一例を図 16 に示す。共振器の無負荷 Q は $Q_{01}=Q_{03}\approx 3000$, $Q_{02}\approx 2000$ 程度のものを用いたが、伝送損失偏差、遅延時間偏差も理論値とよく一致する。前者は 6Gc 振幅測定器（フルスケール 1.0 dB, 測定精度 0.02 dB）、後者は 6Gc 中継器用遅延特性測定器（フルスケール 10 μ s, 測定精度 0.2 μ s）で測定した。伝送損失は 8 台の平均は分波周波数 f_0 で 0.518 dB, 隣接周波数 f_{0n} で 0.218 dB であった。なお、共振器にインバーを用い、温度摂氏 1° あたりの共振周波数のずれ



23 号 (No. 20433) $f_0=6256.5$ Mc ($\Delta F=59,303$ Mc $B=16$ Mc)
(a) 結合度特性



23 号 $f_0=6256.5$ Mc
(No. 20433)
(b) 伝送損失特性

23 号 $f_0=6256.5$ Mc
(No. 20433)
(c) 遅延時間特性

図 16 6Gc 帯超広帯域無線中継用分波器の総合特性
Fig. 16—Miscellaneous characteristics of branching filter for broadband radio relay system in 6Gc.

$\frac{\partial f}{f}$ は 1.62×10^{-6} の実験値を得た。また、シリカゲルも装填してある。

6. 結 言

電電公社に施設されたマイクロ波中継方式に用いる分波器については、その大要は既に発表して来たが⁽⁹⁾⁽¹²⁾⁽¹⁸⁾、分波器の構成部分であるハイブリッド回路の特性を円形分波器形とすることによりほとんど理想的なものとし、同調回路素子の製作設計技術の進歩と相まち、より高度な伝送特性の要求にも応じ得ることになったので、特に、その伝送特性について各面より理論的、実験的に検討を加え、ここにその設計法を明らかにした。既にこのような方針にしたがって 4 Gc, 6 Gc および 11 Gc 帯において実際製作されたものであり良好な特性のものを得ている。本論文はおもに著者の一人菅原がとりまとめたものであるが、実際の製作設計等にあたっては島田理化工業の各位に負うところが非常に大きい。

終りに、終始御指導、御べんたつ、御協力をいただいた通研染谷次長、深海無線課長、大橋研究主任、増田、土井無線課長補佐に厚く御礼申し上げたい。

文 献

- (1) W.D. Lwis and L.C. Tillotson: "A nonreflecting filter for microwave", B.S.T.J. 27, 1, p 83,

(Jan. 1948).

- (2) J. Gammie and S.D. Hathaway: "The TJ radio relay system", B.S.T.J. 40, 4, (July 1960).
 (3) レオナルド・レウイン: "反射型導波管ろ波器の改良", 特許公報 (昭 31-1417).
 (4) G. Broussaud: "Sur quelques perfectionnement aux circuits Hyperfréquences pour Faise aux Hertiens", Ann de Radioélec. 49, XII, (1957).
 (5) 河津・菅原: "マイクロ波分波器の設計", 通研成果報告, 913 号, (1956-08).
 (6) 河津, 他: "円形導波管型分波器", 昭 31 信学全大 88.
 (7) W.W. Mumford: "Maximally-flat filters in waveguide", B.S.T.J., 27, p 684, (1948).
 (8) 高橋: "Tschebyscheff 特性を有する梯子型ろ波器について", 信学誌 34, p 65, (1951-02).
 (9) 岸: "Butterworth 形及び Tschebyscheff 多項式型帯域ろ波回路網の遅延特性", 信学誌 30, p 691, (1955-09).
 (10) H.W. ボーデ (喜安訳): 回路網と饋還の理論 (10 章) 岩波書店 (1955-05).
 (11) 菅原: "分波器の遅延特性について", 通研所内資料, (昭 32-03).
 (12) 菅原: "μ 波分波器の遅延特性とその設計に関する図表", 通研所内資料 (昭 33-01).
 (13) 菅原 (編): FM 無線工学 (6 章) 日刊工業新聞社 (1959-10).
 (14) G.L. Ragan: Microwave transmission circuits (Chapter 9), Radiation Laboratory Series, Mc Graw-Hill (1948).
 (15) 河津: "空中線および給電系", 信学誌 40, p 381 (昭 32-04).

(昭和 36 年 4 月 4 日受付)

UDC 621.395.625.3

飽和形磁気記録の再生過程に関する検討*

正 員 西 川 正 明

(電気通信研究所)

要約 従来の音声録音における再生理論の一般化を基礎にして飽和形磁気記録の再生応答と諸因子の関係を解析したもので、まず再生応答の一般解を媒体の磁束分布の単純な平行移動則で表現し、この法則をもとに飽和形記録に対する磁束分布を実測してその実験式を示し、また磁束分布の反転幅と諸因子の関係を実験的に明らかにした。つぎに対応する再生応答の性質を解析し、その振幅と波形の鋭さは終局的には媒体の磁束分布の鋭さによって制約されるが、実際にえられるそれらの特性値は再生ヘッドの空けき長と磁束分布の鋭さの相対的な関係によって多分に左右されることを示し、これらの理論値が実験結果とよく一致することを述べた。

1. ま え が き

磁気テープの飽和反転を基本とするいわゆる飽和形磁気記録法はディジタル情報の記憶を目的とする電子

計算機用磁気テープ方式の普遍的な記録形態であって、そのなかには周知のノンリタンスゼロ (NRZ), リタンスゼロ (RZ), パルス位相, 周波数変調記録など⁽¹⁾が含まれる。

この記録法による媒体の残留磁束分布は基本的に一種の反転関数としてみなされるが、しかし、その分布がどのような形式で表現され、またその反転幅が種々

* Reproduction of Magnetically Recorded Digital Data. By MASAOKI NISHIKAWA, Member (Electrical Communication Laboratory, Tokyo). [論文番号 3388]

の記録因子といかなる関係をもつかについては従来定量的に解明されていない。Hoagland 氏⁽²⁾、Eldridge 氏⁽³⁾はこの磁束関数を理想的な段階関数としてその再生応答と諸因子の関係を解析した結果、再生波の全分解能はおもに再生ヘッドの常数で制限されていると結論している一方、Miyata-Hartel 氏⁽⁴⁾は磁束分布を \tan^{-1} 関数で仮定し再生ヘッド空げきを無視して応答特性を解析した結果、全分解能は逆に媒体の特性で抑えられていると主張している。

筆者はまず音声録音の再生応答に関する Daniel-Axon 氏らの解法⁽⁵⁾を一般化して一般の連続な磁束関数に対する再生応答が磁束関数の簡単な平行移動則で表現されることを導いた。これから飽和形記録における媒体の磁束分布の定量的な測定を試み、その結果に基づいて再生応答に及ぼす諸因子の作用を明らかにした。その結果によると再生応答の終局値を支配するのは媒体の磁束分布の鋭さであるが実際得られる特性値は再生ヘッドの設計常数と媒体の磁束反転の転移幅の比で規定される補正項によって多分に左右されることを示し、解析結果が絶対値的にも実際の測定値にかなり一致することを述べる。

2. 連続磁束関数に対する再生応答 一般解の誘導

解析の対象は周知のリング形再生ヘッドの動作に関するもので、媒体の残留磁化の方向は純粋にテープ長手方向に向う長手記録の場合を考える。

いま媒体内部の磁束分布 ϕ_x を一般的に

$$\phi_x = m \Phi_m f(x) \quad (1)$$

と表わす。 Φ_m は ϕ_x の振幅を、 $f(x)$ は ϕ_x の媒体の長手座標 x に沿う分布関数を意味し、 $f(x)$ の尖頭値間の振幅を 1.0 で規定する。一般の磁気記録において $f(x)$ の連続性はつねに保証されるから以下この前提で再生応答の解析を進めることとする。なお係数

m は単流記録ならば 1、複流記録ならば 2 なる比例係数である。

図 1 はこの ϕ_x 関数の再生過程を説明するための概念図で、便宜上媒体は静止し再生ヘッドが速度 v で右方向に移動していると考えその位置を空げき中心線の座標 x_p で表わす。図の記号 b_p は再生ヘッドの実効空げき長を意味し、これは周知のように再生波長特性の第 1 零点波長に対応する長さで定義される。

ヘッド巻線端の開放再生信号は媒体から出てコアを時計方向に回り巻線とさ交する全磁束 ϕ_h を見出すことで与えられるが、ここで以下信号の時間的速さは比較的遅いものとし、コアの渦流損、ヒステリシス損などの影響は無視して議論する。

図 1 において $x = x_p + \delta x$ なる領域で媒体から外に出る微小表面磁束 $\delta \phi_s$ は磁束連続の理から

$$\delta \phi_s = \frac{d\phi_x}{dx} \delta x = m \Phi_m \frac{df(x)}{dx} \delta x \quad (2)$$

いま、再生ヘッドと媒体は空げきの前後充分な距離で良好に接触し、またヘッド磁極部の磁束磁路長はコア背面を回る磁路長より充分小さいとすれば、 $x \geq x_p + b_p/2$ つまり P_2 磁極領域で出る $\delta \phi_s$ は直接 P_2 で短絡され巻線とは交わらない。

つぎに $x_p - b_p/2 \leq x < x_p + b_p/2$ すなわちヘッドの空げき領域で出る $\delta \phi_s$ は P_1 を通りコアを回って P_2 に戻る磁路のレラクタンス R_1 と、 P_2 に直接向うレラクタンス R_2 に逆比例して両磁路に分流する。いま磁路各部における単位長レラクタンスおよび磁路長を図 2 の記号で示し、Lübeck 氏の概念によって Daniel-Axon 氏⁽⁵⁾の示したところにしたがうと R_1, R_2 は近似的に次式で与えられる。

r_b, r_g, r_c : それぞれの部分の
単位長あたりのレラク
タンス
 A_b, A_g, A_c : それぞれの部分の
断面積
 μ : コア導磁率

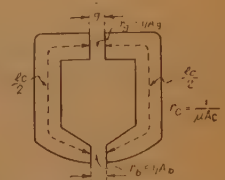


図 2 磁路各部のレラクタンス、磁路長などの記号
Fig. 2—Constitution of flux path in the reproducing head.

$$\left. \begin{aligned} R_1 &= r_b(x - x_p + b_p/2) + r_c l_c + r_g g \\ R_2 &= r_b(x_p + b_p/2 - x) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

よってこの領域の $\delta \phi_s$ で寄与される巻線さ交全有効磁束 ϕ_{h1} はつぎのように示される。

$$\phi_{h1} = m \Phi_m \alpha \int_{x_p - b_p/2}^{x_p + b_p/2} \left(\frac{x_p + b_p/2 - x}{b_p} \right) \frac{df(x)}{dx} dx \quad (4)$$

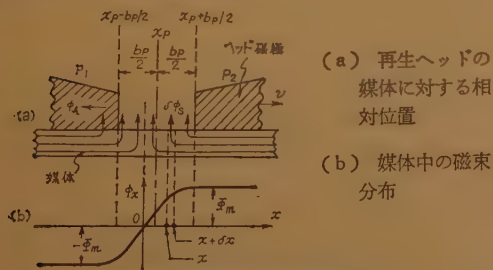


図 1 再生過程の説明図
Fig. 1—Explaining diagram on the reproducing process.

ここに

$$\alpha = \frac{1}{1 + (r_c l_c + r_g g) / r_b b_p} \quad (5)$$

式(4)右辺の積分中、括弧内の式は媒体の表面磁束の再生ヘッド回り込みを規定する磁束分流関数を意味し、これが x_p の一次式で近似されるのが Lübeck 氏流の解法の特徴である。再生ヘッドが媒体から分離したような系での分流状態はずっと複雑でこの一次式近似は成り立たない。

さてつぎに、 $x \leq x_p - b_p/2$ 、すなわち後縁磁極 P_1 領域で出る微小表面磁束で寄与される全有効磁束 ϕ_{h2} も全く同様に求まるが、これは磁束連続の理から $x = x_p - b_p/2$ における媒体の内部磁束 ϕ_x ($x = x_p - b_p/2$) の $R_1/(R_1 + R_2)$ にしたかう分流分に等しい。この場合 R_1 , R_2 はそれぞれ $r_c l_c + r_g g$, $r_b b_p$ に等しく、分流比は式(5)の α そのものとなる。よって ϕ_{h2} は

$$\phi_{h2} = m \Phi_m \alpha f(x_p - b_p/2) \quad (6)$$

再生ヘッドの巻線ととき交する全有効磁束 ϕ_h は式(4), (6) の和で与えられ、再生ヘッドの位置 x_p における開放再生信号 $e(x_p)$ は巻線数を N として

$$\begin{aligned} e(x_p) &= N(d\phi_h/dt)10^{-8} = Nv(d\phi_h/dx_p)10^{-8} \\ &= Km\alpha \frac{d}{dx_p} \left[\int_{x_p - b_p/2}^{x_p + b_p/2} \left(\frac{x_p + b_p/2 - x}{b_p} \right) \frac{df(x)}{dx} dx \right. \\ &\quad \left. + f(x_p - b_p/2) \right] \quad (7) \end{aligned}$$

$$\text{ここに } K = Nv10^{-8} \quad (8)$$

さて、一般に x , α に関する連続関数 $f(x, \alpha)$ があり、 a, b を微分値の存在する α の関数とすると、

$$\begin{aligned} \frac{d}{d\alpha} \int_a^b f(x, \alpha) dx &= \int_a^b \frac{\partial f}{\partial \alpha} dx \\ &\quad + f(b, \alpha) \frac{db}{d\alpha} - f(a, \alpha) \frac{da}{d\alpha} \end{aligned}$$

なる関係があるのでこれを適用して式(7)を整理するとつぎの関係がえられる。

$$e(x_p) = Km\alpha \frac{\Phi_m}{b_p} [f(x_p + b_p/2) - f(x_p - b_p/2)] \quad (9)$$

すなわち、再生信号 $e(x_p)$ の波形は一般に媒体の磁束分布 $f(x)$ を $\pm b_p/2$ だけ平行移動し、それらの差をとることで求まること、 $e(x_p)$ の振幅は上記波形関数の振幅に $Km\alpha\Phi_m/b_p$ を乗じて求まることがわかり、前者の関係を簡単に再生応答の平行移動則と呼ぶことができる。もちろん式(9)の関係は、すでに式(4)の説明で述べたように再生ヘッドに対する媒体の磁束分流がヘッドの実効空けき長を底とした x_p の一次式で近似されると仮定した場合にのみ成り立つので

あって、再生ヘッドが媒体から分離した場合のような複雑な分流状態に対しては式(9)は適用できない。

なお、上式で $b_p \rightarrow 0$ の極限を考えると簡単な極限值計算から

$$\lim_{b_p \rightarrow 0} e(x_p) = Km\alpha\Phi_m (df(x_p)/dx_p) \quad (10)$$

が示され、一般の平行移動則はこの場合微分則に収めんすることがわかる。

3. 飽和形磁気記録における媒体の残留磁束分布

さて、式(9)から $e(x_p)$ を計算するには媒体の磁束分布 $f(x)$ を与えねばならない。そこでこの章では飽和形記録の基本的な孤立磁束分布についてその広空けき再生ヘッドによる測定法と各種の記録因子に対する測定結果を述べる。

3.1 $f(x)$ 関数の測定法

一般に飽和形記録における矩形波記録電流によって媒体に残留する磁束分布は図3(a)のようなある有限の転移幅“ a ”を持つ単調反転関数の連なりで構成され、再生応答の基本形は各要素反転波に対するいわゆる孤立応答で与えられる。

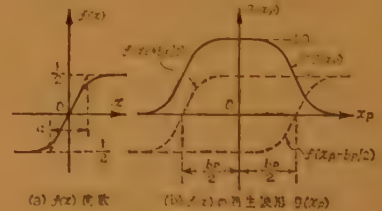


図3 $f(x)$ 関数測定法の説明

Fig. 3—Explaining diagram on the measuring method of $f(x)$ function.

そこでいま、この孤立 $f(x)$ 分布をその転移幅より充分広い実効空けき長をもつ再生ヘッドで走査するとすれば、再生波は式(9)の平行移動則から図3(b)のように示されその前縁立上がり部が $f(x)$ 分布に対応することは明らかである。この性質はとりも直さず磁束分布の実験的な測定手段を与えているわけで、すなわち、 $b_p/a \gg 1$ の条件を満足するような広空けき再生ヘッドを用いて再生波形の前縁を観測し、その振幅軸を規準化したものが磁束分布 $f(x)$ 自体であることを意味する。

さて、この測定法の妥当性を述べるためには少なくともある一定値以上の b_p 値について式(9)の平行移動則が真に成立つこと、言い換えると再生波の前縁が一定値以上の b_p 領域で b_p 値に関せず一致するこ

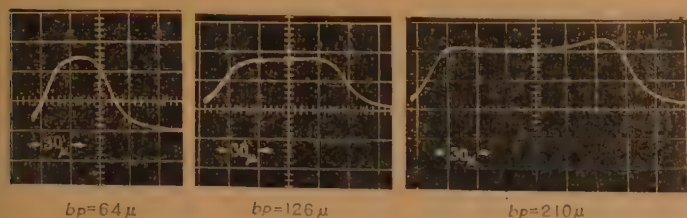


図4 広空け再生ヘッドによる再生波形

Fig. 4—Reproduced wave forms using wide gap reproducing heads.

とを実証しておかねばならない。これを確かめた例が図4に示されており、 b_p 値は3倍以上の範囲に変化しているが再生波前縁の平行移動則は充分成り立っている。なお図で示されている再生波の右肩上がり現象は媒体の垂直磁化成分によるものと考えられるが詳細は省略する。

3.2 $f(x)$ 関数形の近似

上記の方法によって種々の記録因子に対する飽和形孤立 $f(x)$ 関数の測定を行なった。孤立波としての状態を保つため記録の反転間隔は充分広くとり 600μ 反転間隔で記録した。記録方式は複流記録である。使用した再生ヘッドの b_p 値は 126μ および 210μ の2種で測定しようとする $f(x)$ の転移幅より充分広いものである。測定波の一例はすでに図4で示した。表1に測定した磁気テープ試料の要目を示す。

表1 磁気テープ試料の要目

テープ 略号	磁性材料	塗布厚 ^{*1} μ	抗磁力 ^{*2} oer	残留飽和磁 束 ^{*3} line/6.35 mm
S-159	γ - Fe_2O_3	9.65/(10)	230/(1.0)	0.6/(1.0)
S-128	γ - Fe_2O_3	16.5/(16.5)	230/(0.98)	1.1/(1.66)
S-109	γ - Fe_2O_3	12.5/(12.5)	250/(0.98)	0.6/(1.0)
T-34	Fe_3O_4	—/(14)	—/(1.08)	—/(1.23)
T-50 ^{*3}	γ - Fe_2O_3	—/(13)	—/(0.94)	—/(0.69)
T-118	γ - Fe_2O_3	—/(14)	—/(1.04)	—/(0.86)

*1: 左は公称値, 右括弧内は測定値

*2: 左は公称値, 右括弧内は S-159 を1とした実測相対値

*3: 製造時に磁性粒子の磁場配列を行なはなかったもの

さて、考えている図3(a)のような単調反転関数の数式的な表現は図で定義された転移幅 a と終値への漸近特性を与えることで示され、後者をしらべるには観測波の横軸を a で規準化した $f(x/a)$ の形をみればよい。この作業を種々の実験例について行ない、二、三の近似関数形と比較した結果、

$$f\left(\frac{x}{a}\right) = \frac{1}{2} \tanh\left(\frac{x}{a/2}\right) \quad (11)$$

なる双曲線反転関数が実験結果と5~15%程度の精度で合致することがわかった。

3.3 転移幅 a と記録因子の関係

つぎに種々の記録因子と転移幅の関係を示すものが図5~9である。(図の記号で RH は記録ヘッド略号は表2参照一, D_r は媒体/記録ヘッド分離長, 記録強度は記録電流 I_R と飽和電流 I_S の比で示す。以下同じ) 図5は記録強度の影響を示す実測例で、密着

記録 ($D_r=0$) の場合, a 値は飽和以後はほぼ一定の値に落ち付くことがわかる。図6は a が記録ヘッド空けきの大小にほとんど無関係なこと、図7は媒体の記録ヘッド面からの分離が a 値を大きく増加させること、

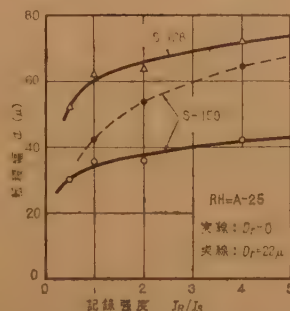


図5 記録強度と転移幅の関係
Fig. 5—Effect of recording intensity on transition width.

図8は媒体厚 δ と a 値が図示の範囲ではほとんど比例的な関係にあることなどを示している。これらの現象の内いくつかはすでに Miyata-Hartel 氏⁽⁴⁾ らによって指適された再生波形幅の関係を説明できるものであり、その物理的な意味は記録過程の考察からある程度明らかにすることができる。

つぎに媒体の BH 特性の a 値に及ぼす影響をみるために表1の各テープの a 値を同じ条件で比較したものが図9である。下半面に 50 c/s ヒステリシス曲線実測から求めた諸特性値を示した。なお、この中で S-128, 159 テープは塗布厚が他と相当違うのでその補正を必要とする。記録過程の考察からすると媒体の

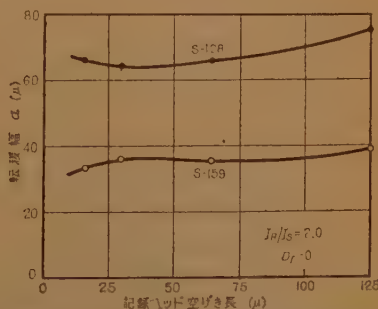


図6 記録ヘッドの空けき長と転移幅の関係
Fig. 6—Effect of recording head gap width on transition width.

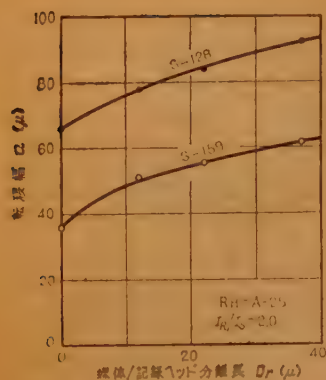


図7 媒体/記録ヘッド分離長と転移幅の関係
Fig. 7—Effect of medium/recording head separation on transition width.

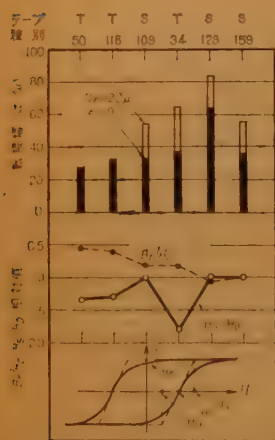


図9 媒体の $B-H$ 特性と転移幅の関係
 $B_s/H_s, H_s/H_c$ は S-159 を 1.0 とした相対値である
Fig. 9—Effect of the medium $B-H$ characteristics on transition width.

4. 飽和形記録における孤立再生応答

4.1 基礎式

飽和形記録における磁束分布の測定結果を述べ、それが近似的に式 (11) で与えられることを示した。そこで対応する再生応答はこれを式 (9) の一般解に代入することで直ちにつきのように導かれる。

$$e(x_p) = Km \alpha (\Phi_m / b_p) \times \frac{1}{2} \left[\tanh \frac{x_p + b_p/2}{a/2} - \tanh \frac{x_p - b_p/2}{a/2} \right] \quad (12)$$

なお、 $b_p \rightarrow 0$ の極限では式 (10) の微分則を適用して

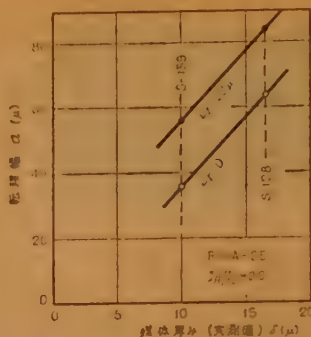


図8 媒体厚みと転移幅の関係
Fig. 8—Effect of coating thickness on transition width.

BH 特性の矩形性が良いほど a 値も減るものと予想されるが図の結果は必ずしも予想通りではなく、このほかに B_r/H_c 値、媒体異方性などが関係しているように見えさらに研究を要する。

なお以上与えた複流記録の場合の a 値に対し単流記録の場合のそれを比較した結果、同じ条件で前者の $1/(1.4 \sim 1.6)$ 倍程度に小さいことがわかった。

$$e(x_p) = Km \alpha \frac{\Phi_m}{a} \left[\frac{1}{\cosh^2(2x_p/a)} \right] \quad (13)$$

上式で記録過程に由来する記録パラメータは Φ_m, a 、再生ヘッドの設計に依存する再生パラメータは b_p, α で与えられているからこれらの値を具体的に代入することで再生応答の振幅、波形は容易に計算することができる。

4.2 再生振幅

式 (12), (13) で示される応答関数は明らかに $x_p = 0$ を軸とする偶関数

であるから、その振幅 E_p は一般に次式で示される。

$$E_p = e(x_p = 0) = Km \alpha \beta \frac{\Phi_s}{a} \left[\frac{\tanh(b_p/a)}{(b_p/a)} \right] \quad (14)$$

$$\text{ただし } \beta = \Phi_m / \Phi_s \quad (15)$$

ここに Φ_s は媒体の飽和残留磁束量であって、 β は媒体の飽和度を意味する。

以下、式 (14) の意味について二、三の吟味を加えてみよう。すなわち、まず、再生ヘッドのパラメータ b_p, α を理想的な条件すなわち $b_p \rightarrow 0, \alpha \rightarrow 1$ に近付け、媒体から取り出しうる極限の振幅 $[E_p]_0$ を計算すると

$$[E_p]_0 = Km \beta \Phi_s / a \quad (16)$$

また、逆に再生ヘッドの b_p 値が上記の理想状態から次第に大きくなり、遂に $b_p/a \gg 1$ の状態になったとすれば式 (14) は

$$E_p = Km \alpha \beta \Phi_s / b_p \quad (17)$$

となる。

式 (16), (17) において、 $m \beta \Phi_s$ は媒体の内部磁束の振幅を、 $m \beta \Phi_s / a$ は磁化反転が a なる幅で直線的に起こると考えた場合の等価的な表面磁気誘導の振幅を代表しているから、上式の関係を簡単に表現すると、再生振幅は狭空けき再生ヘッドの場合、媒体の表面磁気誘導の振幅に、広空けき再生ヘッドの場合、媒体の内部磁束の振幅にそれぞれ比例すると言える。

一般の場合の E_p は、もちろん式 (16) の理想値に対し

$$\eta_p = \alpha \left[\frac{\tanh(b_p/a)}{(b_p/a)} \right] \quad (18)$$

なる補正項を乗じて示されるわけで、つまりこの η_p は実際に生ずる再生振幅がその理想値の何割になるかを示す項である。この項は式に与えられているように再生ヘッドのみで独立にきまるのではなく、その b_p 値と媒体の磁束転移幅 a の比にだけ左右されることが

わかる。図10は $\alpha=1$ とした場合の η_p の計算値を示している。

つぎに、最大の再生振幅をうるための再生ヘッド空けき長の設計条件を求めるには式(14)の α にその b_p 依存性を示す式(5)を代入し、 E_p 最大となる b_p の値を計算すればよい。その結果はつぎのように示される。

$$\sinh\left(2\frac{b_p}{a}\right) = 2\frac{b_p}{a} + 2\left(\frac{r_c l_c + r_g g}{r_b a}\right) \quad (19)$$

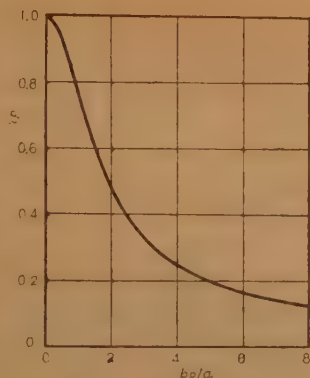


図10 η_p 関数の計算値
ただし $\alpha=1.0$ の場合
Fig. 10—Evaluated value of η_p function in the case of $\alpha=1.0$.

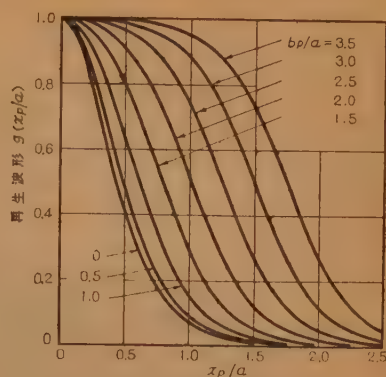


図12 再生信号の規格化波形
Fig. 12—Normalized wave forms of the reproducing signal.

とする x_p/a の偶関数として示されるもので、これを右半面について計算した例が図12である。すなわち媒体を一定 (a 一定) とすれば波形の鋭さは b_p/a 比のみに支配されるもので、言い換えると媒体の a 値が大きい場合には再生ヘッドの b_p 値を独立にいくら小さくしてもある限度から以下では波形は鋭くならない。 $b_p \rightarrow 0$ の極限波は式(21)で表わされ、その広がりには媒体の a 値に比例するものである。

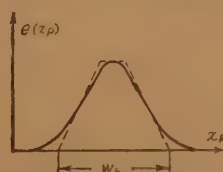


図13 再生波の実効占有幅の定義
Fig. 13—Definition of the effective pulse width.

いま、問題を媒体上の許容記録密度と直接対応させるために、再生波の実効占有幅を図13のようにその最大勾配点に引いた接線の底軸を切る長さ W_b で定義し、 W_b と各パラメータの関係をしらべる。

まず極限波すなわち式(21)の W_b を定義にしたがって計算すると

$$[W_b]_0 = 1.53a \quad (22)$$

一方 $b_p/a \gg 1.0$ の場合には式(20)から

$$W_b = a + b_p \quad (23)$$

すなわち、媒体自体の分解能によって終局的に制約される極限の波形幅は媒体の a 値の1.53倍で与えられるものであり、一方、再生ヘッドの分解能が媒体のそれに比し著しく低い場合の W_b は a と b_p の単なる和で与えられることがわかる。

一般の場合の W_b は図12から図的に求められるが、ここで便宜上、それを式(22)の $[W_b]_0$ との比 η_w で示したものが図14である。すなわち、この η_w は実験の再生波が極限波の何倍に広がるかを規定する再生ヘッドの補正項を意味し、この項は式(18)の場合と同様に再生ヘッドの独立関数ではなく b_p/a 比のみに支配される。

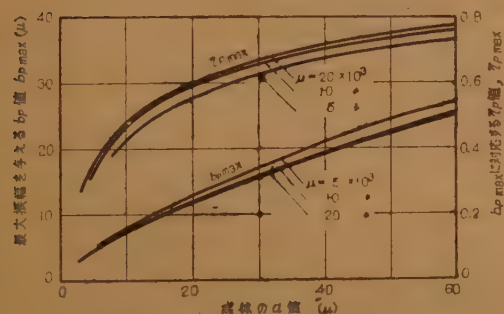


図11 最大振幅を与える b_p 値の計算例
Fig. 11—Calculated values of b_p giving maximum reproducing amplitude.

図11は上式を $l_c=45$ mm, $g=5$ μ , コア脚幅 2.5 mm, 前背面の空けき突き合わせ部の深さ 0.7 mm (これらの値は実験ヘッドに対応する値である) としコア導磁率 $\mu=5 \sim 20 \times 10^3$ の範囲について計算したもので、条件を満たす b_p 値は a 大なるほど大きい。

4.3 再生波形

再生応答の波形は式(12), (13) 右辺大括弧内の x_p 波形関数で与えられるが、これらの関数の振幅はそれぞれ $2 \tanh(b_p/a)$ および 1.0 であるから振幅軸をこれらの最大値で規格化した波形関数 $g(x_p/a)$ はつぎのように示される。

$$g\left(\frac{x_p}{a}\right) = \frac{1}{2 \tanh(b_p/a)} \{ \tanh(2x_p/a + b_p/a) - \tanh(2x_p/a - b_p/a) \} \quad (20)$$

$$g\left(\frac{x_p}{a}\right) = \frac{1}{\cosh^2(2x_p/a)} \quad (21)$$

すなわち、一般の再生波形は b_p/a 比をパラメータ

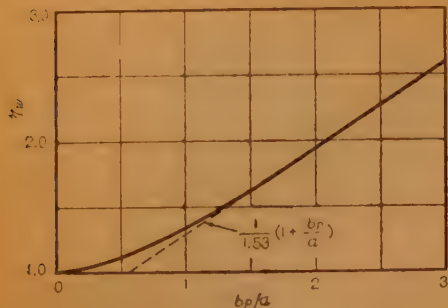


図 14 η_w 関数の計算値
Fig. 14—Evaluated value of η_w function.

5. 実験値との比較

表 1 に示した磁気テープおよび表 2 の磁気ヘッドを用い各種の因子に対する再生応答特性を測定して理論値との比較を行なった。ここでは孤立応答を問題にし

表 2 実験用磁気ヘッドの要目

ヘッド略号	空けき長 (μ)		インピーダンス		ターン数
	機械的	実効	$\Omega/1\text{ kc}$	$^\circ$	
A-12.5	13	16	109	76	500
A-25	23	30	121	78	600
A-50	54	64	125	77	700
A-100	109	126	135	77	800
A-200	195	210	440	80	1500

注：トラック幅は全部 1.2 mm

ているので記録密度は充分低く繰返波長 1200 μ 、反転間隔 600 μ とした。記録は複流とし記録電流の反転速さはテープ長換算 1.5 μ 以下で充分無視できる。

5.1 再生振幅

図 15 の各プロットは各種再生ヘッドの b_p 値に対する再生振幅の実測値をヘッド巻数 $N=200\text{ T}$ 、トラック幅 $W_T=1.0\text{ mm}$ 、テープ速度 $v=15\text{ cm/s}$ に換算した絶対値で示したもので、記録条件は図に付記されている。

この場合の計算値は式 (14) に諸元を代入して容易に求められる。表 3 は計算諸元を示したもので、 a 値は図 7 に示された値、飽和度 β は広空けき再生ヘッドによる飽和特性測定（狭空けきヘッドの飽和特性は β だけでなく a 値変化にも影響されるので補正を要する）

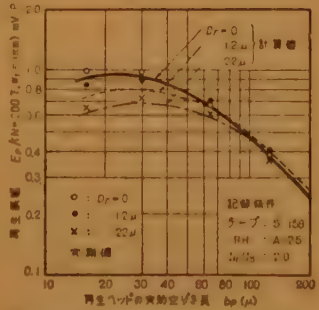


図 15 再生振幅の理論値と実測値の比較、再生速度 $v=15\text{ cm/s}$
Fig. 15—Comparison between the theoretical and experimental values of reproduced amplitude.

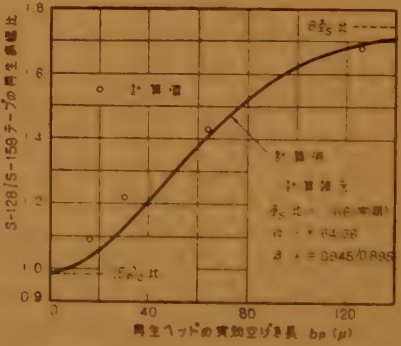
表 3 再生振幅の計算諸元

$D_r (\mu)$	$a (\mu)$	β	再生ヘッド	α
0	36	0.895	A-12.5	0.68
12	50	0.98	A-25	0.8
22	56	0.92	A-50	0.89
			A-100	0.94

記録条件：テープ S-159, $RH=A-25$, $I_R/I_s=2$, NRZ から別に実測されたもので、なお密着記録 ($D_r=0$) の場合より分離記録 ($D_r=12\text{ }\mu$) の方が β が高い理由は記録磁界の垂直成分による長手磁化の減衰から説明できるように思われる。 α は式 (5) に実験ヘッドの各磁路常数を代入した計算値で各常数は図 11 の場合と同様でありコア導磁率 5,000 とした。これから計算した絶対振幅が図 15 の実線であらう。 ϕ_s 値としては表 1 の公称値を用いている。

図において b_p が著しく大きい領域での b_p 逆比例性と、 b_p が著しく小さい領域での a 値逆比例性は式 (17), (16) によって直ちに説明されるものであり、なお、 b_p 小なる場合の振幅低下は再生ヘッドの感度係数 α の低下によるものである。実測値はこれらの理論値と傾向的にはよく一致し、また絶対値としての一致性もほぼ満足すべきものであらう。

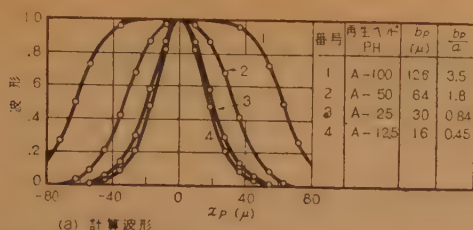
つぎに他の例として、媒体の塗布厚と再生振幅の関



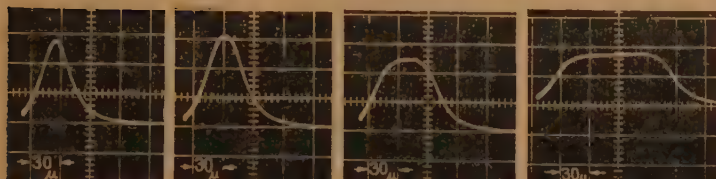
記録条件： $RH=A-25$, $I_R/I_s=2$, $D_r=0$
図 16 媒体塗布厚の再生振幅に及ぼす効果

Fig. 16—Effect of coating thickness on reproduced amplitude.

係を示すために S-128 と S-159 テープ（両者の磁気的特性はほぼ同一で塗布厚がそれぞれ 16.5, 10 μ 実測値と異なる）の再生振幅比を b_p に対して示したものが図 16 である。実線は図に付記した計算諸元を式 (14) に代入して求めた計算特性で、 $b_p \rightarrow 0$ では実際の振幅比は式 (16) の関係からテープの $\beta\phi_s/a$ 比に近付き振幅は塗布厚によらないこと、逆に $b_p/a \gg 1$ の条件では式 (17) の関係から振幅比は $\beta\phi_s$ 比に近付き振幅がほぼ塗布厚に比例することが示されており、実測結果も理論値とかなり一致している。



(a) 計算波形



PH=A-12.5

A-25

A-50

A-100

(b) 実測波形

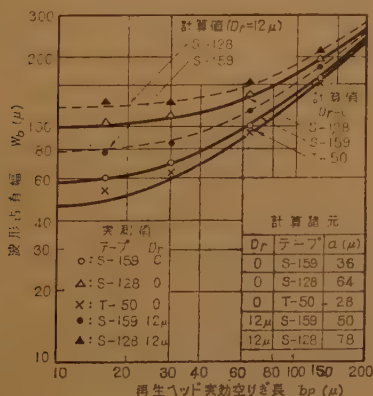
図 17 再生波形の理論値と実測値の比較
記録条件: S-159 テープ, $RH=A-25$, $D_r=0$
 $I_R/I_s=2$, NRZ

Fig. 17—Comparison between the theoretical and experimental waveforms of reproduced signal.

5.2 再生波形

図 17 は再生波形と再生ヘッド b_p 値の関係を示す計算および実測結果で、(a) の計算波は図 12 の各曲線でそれぞれの b_p/a の比に最も近い曲線を利用して求めた。記録条件、 b_p/a 比は図に付記してある。計算波と実測波の一致性はほぼ満足できるものであり、波形の鋭さは b_p/a 比がある限度以下になると一定の形、つまり式 (21) の極限波形に近づくこと、逆に b_p が著しく大きくなると式 (9) で示した $f(x)$ 関数の平行移動則が明らかに生じ広い頂上平坦波になることなどが明らかに認められる。

つぎに図 18 の各プロットは再生波の実効占有幅 W_b と b_p の関係を種々の記録条件で実測した結果



記録条件: $RH=A-25$, $I_R/I_s=2$

図 18 波形占有幅の計算値と実測値の比較

Fig. 18—Comparison between the theoretical and experimental values of reproducing pulse width

である。対応する計算値はそれぞれの a 値 (図に付記) に対する式 (22) の $[W_b]$ に b_p/a 比から求まる図 14 の η_w を乗じて直ちに求められる。図の各曲線がその計算特性であって、 b_p/a がある限度以下になると W_b は媒体の分解能による制限値 $1.53a$ に近付き b_p に無関係となること、逆に $b_p/a \gg 1$ の領域では式 (23) の関係から W_b が b_p に比例することなどを示しており、これらの結果は絶対値的にも実測値とよく一致することがわかる。

6. む す び

以上、音声録音信号の再生に関する Daniel-Axon 氏らの解法を一般化することから出発して飽和

形記録の再生応答特性に及ぼす諸因子の効果を理論的に解析し、その結果が実際の特性値と定量的にもよく一致することを確かめた。ここに誘導した理論式は各要素の設計に対する理論的な根拠を与えるのみならず、磁気テープの諸特性の試験、校正などの方面についても適用できるものと考えられる。

なお、短波長領域での再生特性もここで述べた孤立応答波の重ね合わせとしてかなりの領域まで説明できるものであり、また磁気ドラムなどの分離再生系における応答特性もここで示した解法に二、三の補正を加えて近似的に解析することができる。

終りに、ご指導を賜った岡村、染谷両次長、梶電信課長、窪田係長に、また熱心に協力された電信課笹岡、南保、亀山の諸氏ならびに千葉大学学生 (現通研) 坂井氏に厚くお礼を申し上げる。

文 献

- (1) たとえば D.G.N. Hunter, D.S. Radler: "The recording of digital information on magnetic drums", Electronic Engng., 29, p 490, (1957).
- (2) A.S. Hoagland: "Magnetic data recording theory—Head design", Trans. A.I.E.E., 75, Pt I, p 506, (1956).
- (3) D.F. Eldridge: "Magnetic recording and reproduction of pulses", I.R.E. Nat. Conv. Rec., 7, Pt 9, p 141, (1959).
- (4) J.J. Miyata, R.R. Hartel: "The recording and reproduction of signal on magnetic medium using saturation-type recording", Trans. I.R.E., EC-8, p 159, (1959).
- (5) E.D. Daniel, P.E. Axon: "The reproduction of signal recorded on magnetic tape", P.I.E.E., 100, Pt III, p 157, (1953).
- (6) 西川正明: "飽和形磁気記録方式における再生応答の解析と二、三の応用", 昭 35 連大, 355. (昭和 36 年 5 月 1 日受付)

ダイオードを用いた共振形パラメトリック増幅器の 励振電源変動の特性への影響*

正 員 磯 部 豊 作

(富士通信機製造株式会社)

要約 本報告は共振形パラメトリック増幅器の基本回路である、上側帯波周波数変換器、下側帯波周波数変換器、直接増幅器について、その励振電源のレベル、同周波数のゆらぎが、これらの利得、遅延特性に及ぼす変動率を計算し、その変動の機構を明らかにし、これら変動を抑圧する方法について述べているが、本報告の結果より、これら増幅器の設計時、要求される特性に対し、これら増幅器の励振電源に課す必要安定度が求められることにつき述べている。

1. 序 言

近時パラメトリック増幅器がその低雑音性のために重要視されつつあるが、本増幅器が上側帯波周波数変換器に使用される場合を除き下側帯波周波数変換器および直接増幅器として用いられる場合は負性抵抗を呈し、安定の点からも十分考慮する必要がある。

本文はパラメトリック増幅器の安定問題の内、特にその励振電源のレベル、同周波数の変動の、利得、遅延特性への影響を検討したものである。すなわち、本増幅器の基本回路として、(1) 上側帯波周波数変換器 Non-inverting up converter (N.I.U.C.)、(2) 下側帯波周波数変換器 Inverting up-converter (I.U.C.)、(3) 直接増幅器 Direct Amp. (D.A.) の3者（以後括弧内の符号を用いる）の単一共振形回路の場合について上記安定問題を吟味し、その安定度改善策について考察しているが、これらの結果が広帯域特性を保持せしめる複合共振回路の場合にも簡単な考察によって移行できることを述べ、パラメトリック増幅器を設計する場合の励振電源の必要安定度を定める基礎資料を提供している。

2. 基礎的準備

2.1. 変換マトリクス

図1のごとく励振周波数 ω_p 、信号周波数 ω_q なる電源電圧 V_{ap} 、 V_{aq} が非直線可変容量に加えられると、小信号の場合、その端子電圧 V と、電流 i との間に下記の関係⁽¹⁾が得られる。



図1 可変容量回路
Fig. 1 -Variable capacitance circuit.

$$i_{\omega_p+\omega_q} = \sum_m j(l\omega_p + \omega_q) C_{l-m} V_{m\omega_p+\omega_q} \quad (1)$$

ただし下側帯波成分は $i_{\omega_p-\omega_q} = i_{-\omega_p+\omega_q}^{(*)}$ なる関係を留意して求められる。また l, m は整数、 C_{l-m} は障壁非直線容量 C_B を

$$C_B = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega_p t} \quad (2)$$

と展開した場合の $l-m$ 次調波成分の振幅に対応する。式 (1) はまた

$$i_{\omega_p+\omega_q} = \sum_n Y_{lm} V_{m\omega_p+\omega_q} \quad (3)$$

と書かれ、したがって変換マトリクス Y_{lm} は次式で表わされる。

$$Y_{lm} = j(l\omega_p + \omega_q) C_{l-m} \quad (4)$$

2.2. マトリクス素子による利得、位相角表示

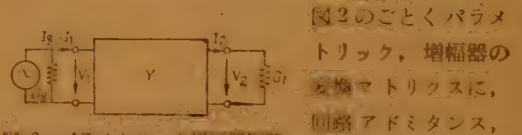


図2 パラメトリック増幅器の回路アドミタンス
Fig. 2 -Schematic representation of parametric amplifier circuit.

電源および負荷コンダクタンス G_q, G_L をも含めた四端子アドミタンスを Y_{11}, \dots, Y_{22} とすると次式の関係⁽²⁾を得る。

$$\begin{cases} I_q = I_1 = Y_{11} V_1 + Y_{12} V_2 \\ I_2 = Y_{21} V_1 + Y_{22} V_2 \end{cases} \quad (5)$$

また式 (5) よりつぎの関係を得る。

$$\begin{cases} I_q = \left(Y_{11} - \frac{Y_{12} Y_{21}}{Y_{22}} \right) V_1 \\ 0 = \left(Y_{22} - \frac{Y_{12} Y_{21}}{Y_{11}} \right) V_2 + \frac{Y_{21}}{Y_{11}} I_q \end{cases} \quad (6)$$

しかるに動作利得は次式で表わされる。

$$G = \frac{|V_L|^2 G_L}{|I_q|^2 / 4G_q} \quad (7)$$

したがって各増幅器の利得は、その $\frac{|V_L|^2}{|I_q|^2}$ を求め

* Effects of the Pumping Fluctuations on the Operation Characteristics of Resonant Type Parametric Amplifiers using Diode. By TOYOSAKU ISOBE, Member (Fuji Communication Apparatus Mfg. Co. Ltd, Kawasaki). [論文番号 3389]

ることによって導かれる。すなわち

(a) N.I.U.C. および I.U.C. の場合

$$G = 4 G_q G_L \left| \frac{V_L}{I_q} \right|^2 = 4 G_q G_L \left| \frac{Y_{21}}{Y_{11} Y_{22} - Y_{12} Y_{21}} \right|^2 \quad (8)$$

(b) D.A. の場合

$$G = 4 G_q G_L \left| \frac{Y_{22}}{Y_{11} Y_{22} - Y_{12} Y_{21}} \right|^2 \quad (9)$$

つぎに位相特性をマトリクス素子で表示するには、各伝達および入力アドミタンスのアーギュメントを求めればよい。すなわち

(a) N.I.U.C. および I.U.C. の場合

$$\theta = \text{Arg.} \frac{I_q}{V_s} = \text{Arg.} \frac{(Y_{12} Y_{21} - Y_{11} Y_{22})}{Y_{21}} \quad (10)$$

(b) D.A. の場合

$$\theta = \text{Arg.} \frac{I_q}{V_1} = \text{Arg.} \frac{(Y_{11} Y_{22} - Y_{12} Y_{21})}{Y_{22}} \quad (11)$$

以上今後の計算に必要な物理量のマトリクス素子による表示が得られた。

3. 利得・位相角の式の誘導

式(4)で表わ

される各場合の変換マトリクスに、図3に示さ

れる C_0 をも含めた信号側、ア

イドル側の回路アドミタンス $Y_{1c} = G_{1c} + jb_{1c}$, $Y_{2c} = G_{2c} + jb_{2c}$ とさらにそれぞれに電源および負荷コンダクタンス G_q, G_L をそれぞれ加えたアドミタンスでパラメトリック増幅器の表示を行なえば、つぎの諸式が導ける。

(a) N.I.U.C. ($\omega_d = \omega_p + \omega_q$) の場合

$$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{1q} j \omega_q C_1 \\ j \omega_d C_1 Y_{1d} \end{bmatrix} \quad (12)$$

ただし $Y_{1q} = G_q + G_{1c} + jb_{1c} \approx G_{1q}(1 + 2jQ_q \delta_q)$
 $Y_{1d} = G_L + G_{2c} + jb_{2c} \approx G_{1d}(1 + 2jQ_d \delta_d)$
 これより利得は次式のごとく求められる。

$$G = \frac{4 G_q G_L}{G_{1q} G_{1d} \omega_q} \cdot \frac{\alpha}{|(1 + 2jQ_q \delta_q)(1 + 2jQ_d \delta_d) + \alpha|^2} \quad (13)$$

ただし、 $\alpha = \frac{\omega_q \omega_d C_1^2}{G_{1q} G_{1d}} \approx \frac{\Omega_q \Omega_d C_1^2}{G_{1q} G_{1d}}$, Ω : 共振回路の同調周波数, $Q = \frac{\Omega C}{G}$, $\delta = \frac{\omega - \Omega}{\Omega}$ (ただし下側帯時

のアイドル側ではこの負号をとる)

(b) I.U.C. ($\omega_d = \omega_p - \omega_q$) の場合

この場合式(4)の共やく複素アドミタンスの関係と、上記回路アドミタンスの合成により、同様にして次式が得られる。

$$G = \frac{4 G_q G_L}{G_{1q} G_{1d} \omega_q} \cdot \frac{\alpha}{|(1 + 2jQ_q \delta_q)(1 + 2jQ_d \delta_d) - \alpha|^2} \quad (14)$$

(c) D.A. ($\omega_d = \omega_p - \omega_q$) の場合

式(9)の関係を用いて同様にして次式を得る。

$$G = \frac{4 G_q G_L}{G_{1q}^2} \left| 1 + 2jQ_q \delta_q - \frac{\alpha}{1 + 2jQ_d \delta_d} \right|^2 \quad (15)$$

ただし、この場合 Y_{1q}, Y_{1d} は次式のごとく書き改められる。

$$\begin{aligned} Y_{1q} &= G_q + G_L + G_{1c} + jb_{1c} = G_{1q}(1 + 2jQ_q \delta_q) \\ Y_{1d} &= G_{2c} + jb_{2c} = G_{1d}(1 + 2jQ_d \delta_d) \end{aligned}$$

以後式の煩雑を避けるために $1 \pm \alpha > 4(Q_q \delta_q Q_d \delta_d)$ 範囲の近似式を用いることにする。ただし複号は N.I.U.C. および他の2者に同順。さて位相角については同様にして次式が求められる。

(a) N.I.U.C. の場合

$$\theta \approx -\tan^{-1} \left[\frac{1 + \alpha}{2(Q_q \delta_q + Q_d \delta_d)} \right] \quad (16)$$

(b) I.U.C. の場合

$$\theta \approx -\tan^{-1} \left[\frac{1 - \alpha}{2(Q_q \delta_q + Q_d \delta_d)} \right] \quad (17)$$

(c) D.A. の場合

$$\theta \approx \tan^{-1} \left[\frac{2(Q_q \delta_q + \alpha Q_d \delta_d)}{1 - \alpha} \right] \quad (18)$$

4. 励振レベル変動による利得変動率並びにその周波数特性

前節で定義した α 量は励振レベル、同周波数、信号周波数その他各コンダクタンス等に関係するために、本節の計算に入る前に、 α の変動に対する利得変動率をつぎのごとく定義し、これを各場合につき求めて見よう。

$$S_\alpha \equiv \frac{dG}{G} \frac{d\alpha}{\alpha} \quad (19)$$

(a) N.I.U.C. および I.U.C. の場合

$$S_\alpha \approx \frac{1 - \alpha^2 + 4(Q_q \delta_q + Q_d \delta_d)^2}{(1 \pm \alpha)^2 + 4(Q_q \delta_q + Q_d \delta_d)^2} \quad (20)$$

ただし複号は N.I.U.C. および I.U.C. の場合に同順

(b) D.A. の場合

$$S_a \approx \frac{2\alpha(1-\alpha)}{(1-\alpha)^2 + 4(Q_q\delta_q + Q_d\delta_d)^2} \quad (21)$$

さて本場合の計算に移ろう。 $S_V \equiv \frac{dG/dV}{G/V}$ を定義する。ただし V は励振源の電圧振幅とする。また、この周波数特性を求めることは特に広帯域特性増幅器の変動率の考察に必要である。

また S_V と S_a は

$$S_V = S_a \frac{V}{\alpha} \frac{d\alpha}{dV}$$

の関係にある。これらの計算を行なうために、ここで鉱石の特性を少し考察しよう。鉱石の等価回路は逆バイアス時図4のごとく表わされる。障壁容量 C_B は $C_B = C(t) + C_{\min}$ (ただし $C(t)$: 可変容量, C_{\min} : 破壊電圧時の障壁容量) で表わされ、 V_1 が破壊電圧に比し小さいときには C_B は次式で表わされる。

$$C_B = \frac{C_e}{[\phi - V_1]^n} + C_{\min} \quad (23)$$

ここで C_e : n : ダイオードの定数

ϕ : 接触電位差

$$V_1 = V_0 + V \cos \omega_p t \quad (24)$$

$$\text{とし } C_B \approx C_0 + 2 C_1 \cos \omega_p t \quad (25)$$

で表わされるとすれば式(24), (25) を式(23) に代入することによって、 C_0, C_1 は次式のごとく求められる⁽⁴⁾。

$$C_0 \approx C_e [\phi - V_0]^{-n} + C_{\min} \quad (26)$$

$$C_1 \approx \frac{1}{2} C_e n V [\phi - V_0]^{-n-1} \quad (27)$$

以上は励振レベルが比較的小さい場合の取扱いで、この範囲を出る大振幅励振の場合はさらに高次の項を考察に入れる必要があるが、本計算では、一次近似として上式の関係を以後の計算に用いた。

(a) N.I.U.C. の場合

$$S_V = 2 S_a \approx \frac{2[1-\alpha^2 + 4(Q_q\delta_q + Q_d\delta_d)^2]}{(1+\alpha)^2 + 4(Q_q\delta_q + Q_d\delta_d)^2} \quad (28)$$

$$\begin{aligned} \frac{dS_V}{d\omega_d} &= \frac{dS_V}{d\omega_q} \approx \frac{-4\alpha}{(1+\alpha)^2} \left(\frac{1}{\omega_q} + \frac{1}{\omega_d} \right) \\ &\quad + \frac{32\alpha(Q_q\delta_q + Q_d\delta_d)}{(1+\alpha)^3} \left(\frac{Q_q}{\Omega_q} + \frac{Q_d}{\Omega_d} \right) \end{aligned} \quad (Q\delta \ll 1) \quad (29)$$

(b) I.U.C. の場合

$$S_V = 2 S_a \approx \frac{2[1-\alpha^2 + 4(Q_q\delta_q + Q_d\delta_d)^2]}{[(1-\alpha)^2 + 4(Q_q\delta_q + Q_d\delta_d)^2]} \quad (30)$$

$$\begin{aligned} \frac{dS_V}{d\omega_d} &= -\frac{dS_V}{d\omega_q} \approx -\frac{4\alpha}{(1-\alpha)^2} \left(\frac{1}{\omega_q} - \frac{1}{\omega_d} \right) \\ &\quad + \frac{32\alpha(Q_q\delta_q + Q_d\delta_d)}{(1-\alpha)^3} \left(\frac{Q_q}{\Omega_q} + \frac{Q_d}{\Omega_d} \right) \end{aligned} \quad (Q\delta \ll 1) \quad (31)$$

(c) D.A. の場合

$$S_V = 2 S_a \approx \frac{4\alpha(1-\alpha)}{(1-\alpha)^2 + 4(Q_q\delta_q + Q_d\delta_d)^2} \quad (32)$$

$$\begin{aligned} \frac{dS_V}{d\omega_d} &\approx \frac{4\alpha}{(1-\alpha)^2} \left(\frac{1}{\omega_q} - \frac{1}{\omega_d} \right) \\ &\quad - \frac{32\alpha(Q_q\delta_q + Q_d\delta_d)}{(1-\alpha)^3} \left(\frac{Q_q}{\Omega_q} + \frac{Q_d}{\Omega_d} \right) \end{aligned} \quad (Q\delta \ll 1) \quad (33)$$

以上 S_V は、いずれの場合も正でレベルの増減に応じて利得も増減する。また、その周波数特性は $Q\delta$ とともに、いずれの場合も右辺第2項によって決定される。

5. 励振周波数変動に対する利得変動率並びにその周波数特性

励振周波数、変動に対する利得変動率を

$$S_f \equiv \frac{dG}{G} \frac{d\omega_p}{\omega_p} \quad (34)$$

と定義し、各場合につき S_f およびその周波数特性を求める。

(a) N.I.U.C. の場合

$$S_f \approx \frac{2\omega_p}{\omega_d} \frac{[(1+\alpha) - 4(Q_q\delta_q + Q_d\delta_d) \frac{\omega_d}{\Omega_d}]}{[(1+\alpha)^2 + 4(Q_q\delta_q + Q_d\delta_d)^2]} \quad (35)$$

$$\begin{aligned} \frac{dS_f}{d\omega_d} &= \frac{dS_f}{d\omega_q} \approx -\frac{2\omega_p}{\omega_d^2} \left[\frac{4Q_d \frac{\omega_d}{\Omega_d} \left(Q_q \frac{\omega_d}{\Omega_q} + Q_d \frac{\omega_d}{\Omega_d} \right)}{(1+\alpha)^2} \right] \\ &\quad (\delta \ll 1 \text{ の場合}) \end{aligned} \quad (36)$$

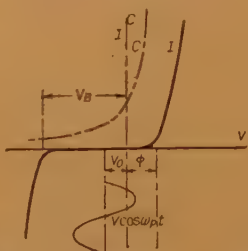
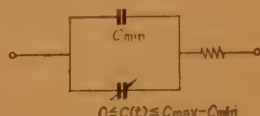


図4 可変容量ダイオードの特性
Fig. 4—The characteristics of variable capacitance diode.

(b) I.U.C. の場合

$$S_f \approx \frac{2\omega_p}{\omega_d} \left[\frac{(1-\alpha) + 4(Q_q\delta_q + Q_d\delta_d)Q_d\frac{\omega_d}{\Omega_d}}{(1-\alpha)^2 + 4(Q_q\delta_q + Q_d\delta_d)^2} \right] \quad (37)$$

$$\begin{aligned} \frac{dS_f}{d\omega_d} &= -\frac{dS_f}{d\omega_q} \\ &\approx -\frac{2\omega_p}{\omega_d^2} \left[\frac{4Q_d\frac{\omega_d}{\Omega_d} \left(Q_q\frac{\omega_d}{\Omega_q} + Q_d\frac{\omega_d}{\Omega_d} \right)}{(1-\alpha)^2} \right] \quad (38) \end{aligned}$$

($\delta \ll 1$)

(c) D.A. の場合

$$S_f \approx \frac{2\omega_p}{\omega_d} \left[\frac{(1-\alpha)\alpha + 4(Q_q\delta_q + Q_d\delta_d)Q_d\frac{\omega_d}{\Omega_d}}{(1-\alpha)^2 + 4(Q_q\delta_q + Q_d\delta_d)^2} - \frac{4Q_d\delta_d Q_d\frac{\omega_d}{\Omega_d}}{1 + 4(Q_d\delta_d)^2} \right] \quad (39)$$

$$\begin{aligned} \frac{dS_f}{d\omega_q} &\approx \\ &\frac{2\omega_p}{\omega_d^2} \left[\frac{4 \left(Q_q\frac{\omega_d}{\Omega_q} + Q_d\frac{\omega_d}{\Omega_d} \right) Q_d\frac{\omega_d}{\Omega_d}}{(1-\alpha)^2} - 4 \left(Q_d\frac{\omega_d}{\Omega_d} \right)^2 \right] \quad (40) \end{aligned}$$

以上の結果 S_f 値は同調点ではいずれもわずかな正值を示すが、同調点から離れるにしたがってその絶対値は急激に大きくなる。また、その値は各場合とも $\frac{\omega_p}{\omega_d}$ に比例する。なお、その周波数特性は $\delta \ll 1$ の範囲では、信号、アイドル両共振回路の Q 値の積、またはその自乗に比例し、 $\frac{\omega_p}{\omega_d^2}$ に比例する。また、その傾向は両コンバータは同傾向を、D.A. は逆の傾向を示す。

6. 遅延特性並びにその励振源に対する依存性

遅延特性は式 (16), (17), (18) から求められ、各場合につきこれらを導くと、 $\delta \ll 1$ の場合次式を得る。

(a) N.I.U.C.

$$\tau \approx \frac{2(1+\alpha) \left(\frac{Q_q}{\Omega_q} + \frac{Q_d}{\Omega_d} \right)}{(1+\alpha)^2 + 4(Q_q\delta_q + Q_d\delta_d)^2} \quad (41)$$

(b) I.U.C.

$$\tau = \frac{2(1-\alpha) \left(\frac{Q_q}{\Omega_q} + \frac{Q_d}{\Omega_d} \right)}{(1-\alpha)^2 + 4(Q_q\delta_q + Q_d\delta_d)^2} \quad (42)$$

(c) D.A.

$$\tau \approx \frac{2(1-\alpha) \left(\frac{Q_q}{\Omega_q} + \alpha \frac{Q_d}{\Omega_d} \right)}{(1-\alpha)^2 + 4(Q_q\delta_q + \alpha Q_d\delta_d)^2} \quad (43)$$

これらの量は前節と同様、励振源の変動の他、信号周波数、各負荷の変動によっても影響される。したがってこれらの関数である α に対して $s_\alpha \equiv \frac{d\tau}{\tau} \frac{d\alpha}{\alpha}$ なる量を求めておくことと便利であるが、 s_α とつぎに求める $s_V \equiv \frac{d\tau}{\tau} \frac{dV}{V}$ とは簡単な関係にあるので以下これを併記しよう。

6.1. 励振レベル変動による遅延特性の変動率とその周波数特性

(a) N.I.U.C.

式 (41) より

$$s_V = 2s_\alpha \approx \frac{2\alpha}{(1+\alpha)} \frac{[4(Q_q\delta_q + Q_d\delta_d)^2 - (1+\alpha)^2]}{[4(Q_q\delta_q + Q_d\delta_d)^2 + (1+\alpha)^2]} \quad (44)$$

$$\begin{aligned} \frac{ds_V}{d\omega_d} = \frac{ds_V}{d\omega_q} &\approx -\frac{2\alpha}{(1+\alpha)^2} \left(\frac{1}{\omega_q} + \frac{1}{\omega_d} \right) \\ &+ \frac{32\alpha(Q_q\delta_q + Q_d\delta_d)}{(1+\alpha)^3} \left(\frac{Q_q}{\Omega_q} + \frac{Q_d}{\Omega_d} \right) \quad (45) \end{aligned}$$

($Q\delta \ll 1$)

(b) I.U.C.

式 (42) より

$$s_V = 2s_\alpha \approx \frac{2\alpha}{(1-\alpha)} \frac{[(1-\alpha)^2 - 4(Q_q\delta_q + Q_d\delta_d)^2]}{[(1-\alpha)^2 + 4(Q_q\delta_q + Q_d\delta_d)^2]} \quad (46)$$

$$\begin{aligned} \frac{ds_V}{d\omega_d} = -\frac{ds_V}{d\omega_q} &\approx -\frac{2\alpha}{(1-\alpha)^2} \left(\frac{1}{\omega_q} - \frac{1}{\omega_d} \right) \\ &+ \frac{32\alpha(Q_q\delta_q + Q_d\delta_d)}{(1-\alpha)^3} \left(\frac{Q_q}{\Omega_q} + \frac{Q_d}{\Omega_d} \right) \quad (47) \end{aligned}$$

($Q\delta \ll 1$)

(c) D.A.

式 (43) より

$$\begin{aligned} s_V = 2s_\alpha &\approx -\frac{2\alpha}{(1-\alpha)} + \frac{2\alpha \frac{Q_d}{\Omega_d}}{\left(\frac{Q_q}{\Omega_q} + \alpha \frac{Q_d}{\Omega_d} \right)} \\ &- \frac{[16\alpha(Q_q\delta_q + \alpha Q_d\delta_d)Q_d\delta_d - 4\alpha(1-\alpha)]}{[(1-\alpha)^2 + 4(Q_q\delta_q + \alpha Q_d\delta_d)^2]} \quad (48) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{ds_V}{d\omega_q} &\approx \frac{2\alpha(1-4\alpha)}{(1-\alpha)^2} \left(\frac{1}{\omega_q} - \frac{1}{\omega_d} \right) \\ &+ \frac{2\alpha \frac{Q_q}{\Omega_q} \frac{Q_d}{\Omega_d}}{\left(\frac{Q_q}{\Omega_q} + \alpha \frac{Q_d}{\Omega_d} \right)^2} \left(\frac{1}{\omega_q} - \frac{1}{\omega_d} \right) + \Delta \quad (49) \end{aligned}$$

($Q\delta \ll 1$)

$$\Delta = -\frac{16\alpha}{(1-\alpha)^2} \cdot \left[\left(\frac{Q_q}{\Omega_q} + 2\alpha \frac{Q_d}{\Omega_d} \right) Q_d \delta_d + \frac{Q_d}{\Omega_d} Q_q \delta_q \right] - \frac{32\alpha}{(1-\alpha)^2} (Q_q \delta_q + \alpha Q_d \delta_d) \left(\frac{Q_q}{\Omega_q} + \alpha \frac{Q_d}{\Omega_d} \right)$$

6.2. 励振周波数変動による遅延特性変動率

この変動率として $s_f = \frac{d\tau}{\tau} \frac{d\omega_p}{\omega_p}$ を定義し、各場合につきこれらを求めると

(a) N.I.U.C.

$$s_f \approx \frac{\omega_p}{\omega_d} \left[\frac{\alpha}{1+\alpha} - \frac{\left\{ 2\alpha(1+\alpha) + 8(Q_q\delta_q + Q_d\delta_d)Q_d \frac{\omega_d}{\Omega_d} \right\}}{\{(1+\alpha)^2 + 4(Q_q\delta_q + Q_d\delta_d)^2\}} \right] \quad (50)$$

$$\frac{ds_f}{d\omega_d} \approx -\frac{\omega_p}{\omega_d^2(1+\alpha)^2} \left[8Q_d \frac{\omega_d}{\Omega_d} \left(Q_q \frac{\omega_d}{\Omega_q} + Q_d \frac{\omega_d}{\Omega_d} \right) \right] \quad (\delta \ll 1) \quad (51)$$

(b) I.U.C.

$$s_f \approx \frac{\omega_p}{\omega_d} \left[-\frac{\alpha}{1-\alpha} + \frac{\left\{ 2\alpha(1-\alpha) + 8(Q_q\delta_q + Q_d\delta_d)Q_d \frac{\omega_d}{\Omega_d} \right\}}{\{(1-\alpha)^2 + 4(Q_q\delta_q + Q_d\delta_d)^2\}} \right] \quad (52)$$

$$\frac{ds_f}{d\omega_d} \approx -\frac{\omega_p}{\omega_d^2(1-\alpha)^2} \left[8Q_d \frac{\omega_d}{\Omega_d} \left(Q_q \frac{\omega_d}{\Omega_q} + Q_d \frac{\omega_d}{\Omega_d} \right) \right] \quad (\delta \ll 1) \quad (53)$$

(c) D.A.

$$s_f \approx \frac{\omega_p}{\omega_d} \left[-\frac{\alpha}{1-\alpha} + \frac{\alpha \frac{Q_d}{\Omega_d}}{\left(\frac{Q_q}{\Omega_q} + \alpha \frac{Q_d}{\Omega_d} \right)} + \frac{2\alpha(1-\alpha) - 8(Q_q\delta_q + \alpha Q_d\delta_d) \left(\alpha Q_d\delta_d - \alpha Q_d \frac{\omega_d}{\Omega_d} \right)}{(1-\alpha)^2 + 4(Q_q\delta_q + Q_d\delta_d)^2} \right] \quad (54)$$

$$\frac{ds_f}{d\omega_d} \approx \frac{\omega_p}{\omega_d^2(1-\alpha)^2} \left[8\alpha Q_d \frac{\omega_d}{\Omega_d} \left(Q_q \frac{\omega_d}{\Omega_q} + Q_d \frac{\omega_d}{\Omega_d} \right) \right] \quad (\delta \ll 1) \quad (55)$$

以上の結果、励振源の変動による遅延特性変動率は、 s_v が N.I.U.C. の場合、負値となる点、利得変動率の場合と異なる傾向を示すが、他は s_v, s_f 共に利得変動率 s_v, s_f と類似の特性を示す。また当然のことであるが、同調点の遅延時間値も共振回路の Q 値に関係する。したがって共振回路の Q を低くすることが遅延特性の変動値を下げる基本方法である。

7. ダウンコンバータについて

この場合は下側帯波利用であるが、周波数関係が $\omega_q > \omega_p, \omega_d = \omega_q - \omega_p$ であるため、共やく複素数マトリクスを用いる必要なく、上側帯波の場合と同じ取扱いができ、結果は N.I.U.C. の場合と同一表示式を得る。ただし前表記式の中で、N.I.U.C. の場合と異なる点は、上記周波数関係のために、既述諸特性の中で ω_p の微分に関する特性は N.I.U.C. の場合の符号を変えたものとなることに注意すべきである。

8. 複合共振回路使用の場合の考察

さて共振形パラメトリック増幅器の Q の低下は、広帯域特性および安定上より望ましくこのため複合共振回路が使用される場合が多い。いまこの簡単な方法

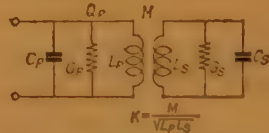


図5 誘導的結合複合共振回路
Fig. 5—Inductive coupling double tuned circuit.

は、各の共振器に、いま一つの共振器を結合させる方法で、この場合両空洞の結合は誘導的、容量的その他いずれの方法でもよい。今

その一例として図5のごとく元の Q_p なる共振回路に Q_s なる第二の共振器を結合係数 K にて誘導的に結合した場合を考える。この場合入力アドミタンスは次式⁽⁵⁾で表わされる。

$$Y_{in} \approx G_p \left[\left\{ 1 + \frac{(pQ_pK)^2}{1+p^2(2Q_p\delta)^2} \right\} + j2Q_p\delta \left\{ 1 - \frac{(pQ_pK)^2}{1+p^2(2Q_p\delta)^2} \right\} \right] \quad (56)$$

ただし $p \equiv Q_s/Q_p$

さて、 $\frac{(pQ_pK)^2}{1+p^2(2Q_p\delta)^2} \equiv \sigma$ とすると上式は次式のごとくなる。

$$Y_{in} \approx G_p(1+\sigma) \left[1 + j2Q_p\delta \left(\frac{1-\sigma}{1+\sigma} \right) \right] \quad (57)$$

したがって結合共振器をトラップ式に使用する場合、前節までに求めた諸式において $G_p \rightarrow G_p(1+\sigma), Q_p \rightarrow Q_p \left(\frac{1-\sigma}{1+\sigma} \right)$ の置換により直ちに本場合の諸特性

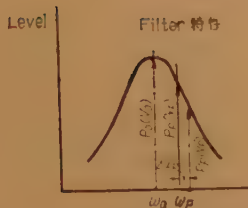
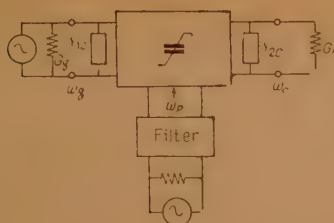


図6 励振回路に入れる傾斜ろ波器

Fig. 6—Declined filter inserted in the pumping circuit of parametric amplifier

が求められる。

ただし整合度 α もこの場合、各回路の G_p の変化により変化することに注意すべきである。アイドル回路のみが複合共振器を形成する場合も上記考察によりこの場合の諸特性が直ちに求められる。結合共振器を帯域通過ろ波器に使用する場合これを四端子的に取扱うべきであるが、その等価回路の直列素子を省略できるか、なんらかの方法で消去できる場合も、上記計算法がそのまま使用できる。

9. 励振源変動に対する安定度改善一対策

前節までに個々の場合の変動につき考察しその改善につき考えて来たが、いま一つの方法としては互いに逆傾向の変動を生ずるごとく回路状態を設置し、変動を打消す方法が考えられる。本節ではこの問題につき考察して見よう。広帯域特性を持たせた単一共振回路等、動作点が信号、アイドル共回路共振点より離れる場合は、前節で述べたごとく励振周波数の変動による特性変動が急増する。したがってこの場合の安定度一改善対策として図6のごとく、励振回路のろ波器を ω_p に対して同調点がたとえば低い周波数側に偏移した状態に設置すると、 ω_p が増加の方向に変動すると、利得が増加する基本特性のものは、ろ波器によりレベルの低下を来し、これが S_V が正のものであると、利得の減少の基本特性と相まって利得変動を相殺する。 S_V, S_f が逆符号の場合は、ろ波器の同調点を ω_p より高い周波数側に選ぶことにより同様の効果を生ず

る。本特性を具備せしめるろ波器は、一個の振幅平坦ろ波器の場合近似的に次式で求められる。

$$Q_r \approx \left| \frac{S_f}{\sqrt{2 S_V}} \right| \quad (58)$$

$$Q_r' \approx \left| \frac{S_f}{\sqrt{2 S_V}} \right| \quad (59)$$

ただし Q_r, Q_r' はそれぞれ利得、遅延特性変動を相殺するためのろ波器の負荷 Q を表わす。 Q_r, Q_r' は一般に等しくならぬからろ波器の設計は特性の要求に応じて適当な値を選ぶべきである。

この他特に S_f, s_f 等の励振周波数による変動を抑圧する方法として、これらが N.I.U.C. および I.U.C. と D.A. とで変動が逆傾向であることを利用し、これらの縦続接続により変動を相殺する方法も考えられる。

10. 数 値 例

本節では前述の諸特性を図示し、具体例を示そう。

図7(a), (b), (c) に $Q\delta$ (ただし本例では $Q_a = Q_d = Q$ とする) に対し、 $\alpha = 0.9, 0.8$ および $Q = 100, 50$ の場合の単一共振器使用の場合の各素子の諸特性をしめした。ただし同図で横軸 $Q\delta$ の δ は、いずれの増幅器も、その出力周波数が増加する方向を正にとっている。またこれらと比較のため、 $Q = 50$ の場合に $Q_s = 250$ の共振器を $K = 0.0017$ で結合させた複合共振器を使用した場合の特性を、I.U.C. および D.A. の場合につき求め、これを鎖線で示した。なお、この場合複合結合による α の低下は励振レベルを上げ補正している。

つぎにこれらの特性より単一共振形の I.U.C. の場合につき励振源の必要安定度を、要求される特性から具体的に求めて見よう。

要求特性：4000 Mc において下記のごとくする。

利得許容変動：中心より 3 Mc の点で 0.2 dB 以下

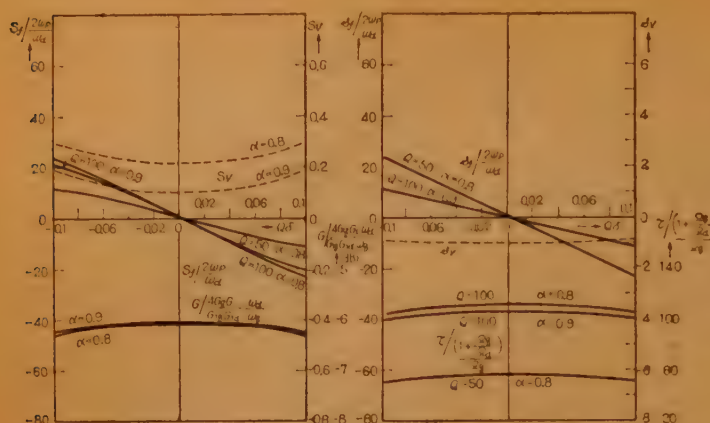
遅延特性許容変動：中心より 3 Mc の点で 1 mμs 以下

これを $Q = 50, \alpha = 0.8$ 時に満足せしめる励振レベルおよび周波数の必要安定度は $Q\delta \approx 0.0375$ の点より

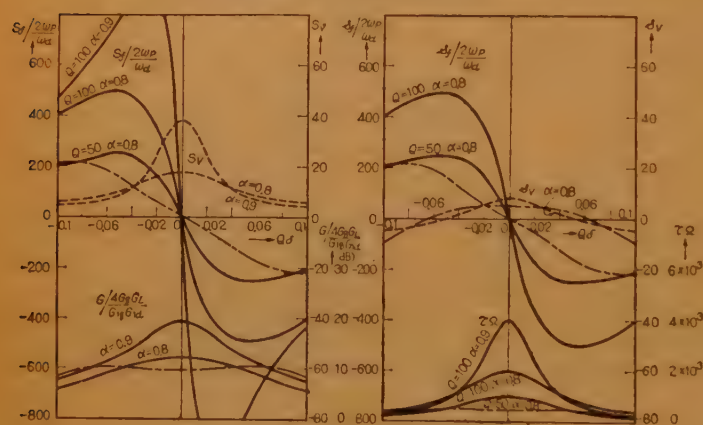
$$\begin{array}{ll} \text{利得特性要求より} & \text{遅延特性要求より} \\ \frac{\Delta V}{V} = 0.0028 & \frac{\Delta V}{V} = 0.0007 \end{array}$$

$$\begin{array}{ll} \frac{\Delta \omega_p}{\omega_p} = 0.52 \times 10^{-4} & \frac{\Delta \omega_p}{\omega_p} = 0.6 \times 10^{-5} \end{array}$$

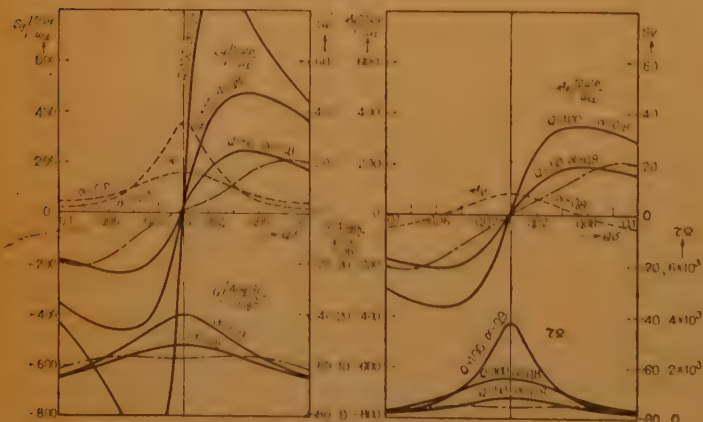
と求められる。



(a) N,I,U,C (Non-inverting Up Converter)



(b) I,U,C (Inverting Up Converter)



(c) D,A (Direct Amplifier)

図7 利得、遅延特性および励振電源変動率と $Q\delta$ との関係Fig. 7—Relations between gain, delay and these fluctuation characteristics by pumping fluctuation and $Q\delta$ of it.

ただし $\omega_p \approx 2\omega_d$ とし、またレベル変動に対しては同調点において最大変動を得るので、この点で変動を抑えることにした。

11. 結 言

以上非直線容量素子を利用する、パラメトリック増幅器の基本回路について、その励振電源変動による、利得遅延特性の変動を検討し、励振電源の必要安定度を定める資料を求めた。また、これらの変動に対し、特性変動を軽減せしめる一、二の方法についても考察した。本研究は一応計算式の誘導にとどまり、実験との対比を行っていないが、結果は一応パラメトリック増幅器の設計に役立つものと考えらる。

終りに本研究に御べんたつを賜った当社新部長、山崎課長に感謝する。

文 献

- (1) D. Leenov: "Gain and noise figure of a variable capacitance up converter", B.S.T.J. **37**, 4, p 989, (July 1958).
- (2) 斎藤: "パラメトリック増幅器回路", 信学誌 **42**, 6, p 84, (昭 34-06).
- (3) V.W. Dahlke, R. Maurer und J. Schubert: "Theorie des Dioden Reaktans Verstärkers mit Parallelkreisen", A.E.Ü. **13**, 8, p 321, (Aug 1959).
- (4) 喜田, 杉山: "シルバーボンドダイオードの非直線性障壁容量について", 信学誌 **42**, 12, p 30, (昭 34-12).
- (5) E.D. Reed: "A coupled resonator reflex klystron", B.S.T.J. **32**, 2, p 716, (May 1953).

付 録

式 (58) (59) の誘導

本ろ波器に単一共振形のろ波器を用いるとすれば、この共振点 ω_c を通過する電力 P_c と、周波数 ω の点を通過する電力 P との関係は次

式で表わされる。

$$\frac{P_0}{P} \approx 1 + \left[Q_r \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right]^2 \quad (\text{A} \cdot 1)$$

ただし Q_r : ろ波器の負荷 Q

図 6 で $\omega_0, \omega_p, \omega_p + \Delta\omega_p$ 点の通過電力をそれぞれ P_0, P_p, P_p' とすると

$$\frac{P_0 - P_p}{P_0} \approx \left[Q_r \left(\frac{\omega_p}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_p} \right) \right]^2 \quad (\text{A} \cdot 2)$$

$$\frac{P_0 - P_p'}{P_0} \approx \left[Q_r \left(\frac{\omega_p + \Delta\omega_p}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_p + \Delta\omega_p} \right) \right]^2 \quad (\text{A} \cdot 3)$$

これを電圧比で表わすには (A・2), (A・3) と $\sqrt{\frac{P_0 - P}{P_0}}$ $\approx 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{V}{V_0} \right)^2$ の関係とから、つぎの近似式が求められる。

$$\begin{aligned} \frac{V_p - V_p'}{V_0} &\approx \frac{1}{\sqrt{2}} \left[Q_r \left(\frac{\omega_p + \Delta\omega_p}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_p + \Delta\omega_p} \right) \right. \\ &\quad \left. - Q_r \left(\frac{\omega_p}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_p} \right) \right] \quad (\text{A} \cdot 4) \end{aligned}$$

ω_p 点を通る電圧 V_p が $\Delta\omega_p$ 周波数が変動したために V_p' になったことを V_p とその変動量で表わすこととの関係を得る。

$$\frac{V_p - V_p'}{V_p} = \frac{\Delta V}{V} \approx \frac{Q_r \left[\frac{\omega_p}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega_p} \right] \frac{\Delta\omega_p}{\omega_p}}{\sqrt{2} \sqrt{1 - \left[Q_r \left(\frac{\omega_p}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_p} \right) \right]^2}} \quad (\text{A} \cdot 5)$$

したがって ω_p の変動による利得の変動をろ波器によるレベルの変動で相殺するためには $S_V \frac{\Delta V}{V} = S_f \frac{\Delta\omega_p}{\omega_p}$ に (A・5) の関係を代入し、これを満たす Q_r を求めると次式を得る。

$$Q_r^2 \approx \frac{2 S_f^2}{S_V^2 \left(\frac{\omega_p}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega_p} \right)^2 + 2 S_f^2 \left(\frac{\omega_p}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_p} \right)^2} \quad (\text{A} \cdot 6)$$

実際の場合、一般に上式の右辺の分母第二項は省略でき、この場合さらに近似式として、次式を得る。

$$Q_r \approx \left| \frac{S_f}{\sqrt{2} S_V} \right| \quad (\text{A} \cdot 7)$$

同様にして遅延特性変動相殺のろ波器も次式の関係を得る。

$$Q_r' \approx \left| \frac{S_f}{\sqrt{2} S_V} \right| \quad (\text{A} \cdot 8)$$

(昭和 35 年 12 月 8 日受付)

UDC 621.395.9 : 621.382

621.396.962.029.63

L バンド・レーダにおけるパラメトリック増幅器の応用*

正 員 小 又 朝 男 正 員 山 岸 文 夫

(防衛庁技術研究本部)

要約 TR (送受切換) 空洞とパラメトリック増幅用空洞とを共用せしめた方式により、L バンド (1300 Mc 帯) において、雑音指数 6 dB のパラメトリック増幅器を実現することができ、これを使用して 1 N 21 B をミキサとして用いる L バンド・レーダ受信機の総合雑音指数を 12 dB から 7 dB に改善し得た。この結果、探知性能を約 40% 向上することができた。この方式は構造が簡単であるということと、調整が容易であるという点に特徴を有する。本文は、この方式についての理論的解析とその実験結果が述べられている。

1. 序 言

パラメトリック増幅器の低雑音性によってレーダの探知距離を延伸する試みとして、筆者らは非線形素子として半導体ダイオードの障壁容量を用いる負コンダクタンス透過空洞形増幅器を 1300 ± 50 Mc 帯のレーダ用 RF ヘッドとして試作した。その結果、1 N 21 B をミキサとして用いるもとの受信機に比し、約 5 dB

の雑音指数改善を行なうことができた。この方式は TR 空洞とパラメトリック増幅用空洞とを共用せしめることにより、構造や調整の簡易性、現用レーダに付加する際の容易さなどに重点を置いて設計したものである。今回の方式では縮退の近傍で動作せしめるためその雑音指数は 6 dB 程度が限度と考えられるが、測定値としてそれを裏付けるデータが得られた。

2. 透過空洞形増幅器の理論的考察⁽¹⁾⁽²⁾

透過空洞形増幅器の等価回路を示すと図 1 のようになる。ここで、 C : 非直線可変容量 (振幅値を示す)、 Ω_s : 信号角周波数、 Ω_i : アイドラ角周波数、 G_0 : 電源

* Application of Parametric Amplifier to L-band Radar. By ASAO KOMATA and FUMIO YAMAGISHI, Members (Research & Development Institute, Japan Defence Agency, Tokyo). [論文番号 3390]

の内部コンダクタンス, G_s ; 信号回路の損失, G_L ; 負荷コンダクタンス, G_i ; アイドラ回路の損失, L_s ; 信号共振回路のインダクタンス, C_s ; 信号共振回路のキャパシタンス, L_i ; アイドラ共振回路のインダクタンス, C_i ; アイドラ共振回路のキャパシタンス, G ; 共振時の等価コンダクタンスを表わす。

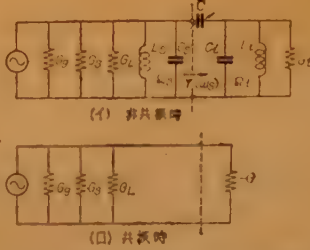


図1 透過空胴形増幅器の等価回路
Fig. 1—The equivalent circuit of the transmission type parametric amplifier.

図1において, C が $\omega_p = \Omega_s + \Omega_i$ なるポンプ角周波数で励振された場合, C を通じてみた共振回路のアドミタンスは式 (1) で与えられる。

$$Y(\omega_s) = -\frac{\omega_s \omega_i C^2}{4 G_i [1 - j 2 \delta (\Omega_s / \Omega_i) Q_i]} \quad (1)$$

ここで, $\omega_s = \Omega_s + \Delta \omega$, $\omega_i = \Omega_i - \Delta \omega$, $\delta = \Delta \omega / \Omega_s$, および Q_i ; アイドラ回路の $Q = \Omega_i C_i / G_i$ を表わす。

つぎに, この回路の ω_s における電力利得を $g(\omega_s)$ とすれば,

$$g(\omega_s) = \frac{4 G_s G_L}{\left\{ G_T - \frac{G}{[1 + [2 \delta Q_i (\Omega_s / \Omega_i)]^2]} \right\}^2 + 4 \delta^2 \left\{ G_T Q_s + \frac{G (\Omega_s / \Omega_i) Q_i}{[1 + [2 \delta Q_i (\Omega_s / \Omega_i)]^2]} \right\}^2} \quad (2)$$

となる。ただし, $G_T = G_s + G_s + G_L$, Q_s ; 信号回路の負荷時の $Q = \Omega_s C_s / G_T$ を表わす。

式 (2) から $g(\omega_s)$ が共振時 ($\delta=0$) より 3 dB down になる周波数幅 B (これを帯域幅と定義する) を求めると,

$$B = \frac{(G_T - G) \Omega_s}{Q_s [G_T + G (\Omega_s Q_i / \Omega_i Q_s)]} \quad (3)$$

となる。式 (2) および (3) から,

$$\sqrt{g(\omega_s)} \cdot B = \frac{2 \Omega_s \Omega_i (G_s G_L)^{1/2}}{\Omega_i Q_s G_T + \Omega_s Q_i G} \quad (4)$$

が得られる。

ここで, $\Omega_s \approx \Omega_i$ であり, 各 Q が十分に大で共振回路は他の周波数に対して十分短絡とみなせると同時に $Q_i \gg Q_s$ が成立つものとすれば, 式 (4) は

$$\sqrt{g(\omega_s)} \cdot B \approx \Omega_s / Q_i \quad (4')$$

となる。ただし $G_T \approx G$ とした。上式から $\Omega_s = 1,300$ Mc, $Q_i = 200$ の場合には, $\sqrt{g(\omega_s)} \cdot B$ は 6~7 Mc 程

度となることが予想される。パルス幅 4 μ s の信号を増幅するには 300 kc 程度のバンド幅があればよい。したがってこの増幅方式では約 25 dB の利得が利用できるはずである。

一方, 本方式ではサーキュレータ, アイソレータなどを使用しないために入力, 出力端の整合が悪いと不安定になるおそれがある。利得 g なる増幅器の出力の一部を入力側に帰還する場合, 発振を起こさぬためには帰還ループの損失 L を, $L(\text{dB}) \geq g(\text{dB})$ なるようにせねばならない。したがってこの増幅器が利用し得る利得の上限は入出力端の不整合の程度で決まってしまう。たとえば 20 dB の利得で使用するには不整合による透過損は 20 dB 以上でなければならない。これは $\text{SWR} = 1.22$ 以下に相当する。逆に 1.2 程度の不整合がある場合この増幅器が安定に動作しうる利得は約 20 dB 程度となる。

後段に使用される主受信機の雑音指数が 12 dB 程度であれば利得はさほど大でなくてもよいこと, および入出力端の整合を 1.2 程度以下に抑えることは可能であることなどから, サークュレータおよびアイソレータなしでも比較的安定にこの方式を使用しうるものと考えられる。

つぎに図1の回路の雑音指数 F はつぎのように求められる。

$$F = 1 + \frac{G_s}{G_i} + \frac{G_L}{G_i} + \frac{G}{G_i} \frac{\Omega_s}{\Omega_i} + \frac{1}{4 K T B G_s} \left[\langle i_{ns}^2 \rangle + \langle i_{ni}^2 \rangle \frac{G}{G_i} \frac{\Omega_s}{\Omega_i} \right] + \frac{S_i}{N_i} \frac{g(\omega_s)}{4} \frac{G}{G_s} \left[\frac{G}{G_L} \langle \rho^2 \rangle \right] + \frac{G_i}{G_L} \frac{\Omega_s}{\Omega_i} \langle \sigma^2 \rangle + \frac{G}{G_i} \frac{G}{G_L} \frac{\Omega_s}{\Omega_i} \langle \alpha^2 \rangle \quad (5)$$

ここで, S_i/N_i ; 入力における有能 S/N , S_0/N_0 ; 出力における S/N , K ; Boltzmann's constant, T ; 標準雑音温度 (290°K), i_{ns} ; 可変容量 C が源となる角周波数 Ω_s なる雑音電流, i_{ni} ; 可変容量 C が源となる角周波数 Ω_i なる雑音電流, ρ ; 可変容量 C の振幅の角周波数 ω_p なる乱弾変動, σ ; C の振幅の $2 \Omega_s$ なる乱弾変動, α ; C の振幅の $2 \Omega_i$ なる乱弾変動, を表わす。

ポンプ電力が十分大であるとすれば, ρ, σ および α は $\ll 1$ なる関係が成立し, また $4 K T B G_s \gg \langle i_{ns}^2 \rangle$, $\langle i_{ni}^2 \rangle$ が成立するものと仮定すれば,

$$F=1+\frac{G_s}{G_g}+\frac{G_L}{G_g}+\frac{G}{G_g}\frac{\Omega_s}{\Omega_i} \quad (5')$$

となる。 $G_s \ll G_g$ かつ $G_L \approx G_g$ である場合、縮退の近傍では $F \approx 4(6 \text{ dB})$ となることが予想される。普通 L バンド・レーダ受信機の F は 12 dB 程度であるから、これを $6 \sim 7 \text{ dB}$ に低減できれば S/N は $5 \sim 6 \text{ dB}$ 改善されることになり、探知距離は従来の約 40% 伸延できることになる。以上の考察にもとづいて設計したのが本増幅器である。

3. 増幅器の構造

信号周波数が比較的低いために空洞の小形化を考えて、図 2 に示すように半同軸形空洞を信号回路に用いた。またこの空洞は TR (送受切換) 空洞と共用させるために、共振周波数は TR 管の gap を capacitance gap として用い、これを加減することにより $1310 \pm 40 \text{ Mc}$ の間可変となるようにした。アィドラ回路は同軸線路を用いて形成し、信号回路とは図 2 に示し

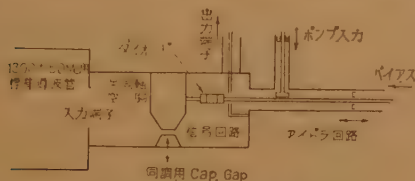


図 2 増幅器の構造

Fig. 2—Sketch of parametric amplifier.

たように結合される。ポンプ電力はアィドラ回路の内部導体を通じて容量的にダイオードに加えられる。使用したダイオードは Hughes 社の HPA-2810 である。入力端子には標準導波管と結合する window を、また出力端子には 50Ω 同軸線路と接続するループ結合を用いてある。試作した器材の写真を図 3 (この写



図 3 試作増幅空洞部の写真

Fig. 3—Picture of the amplifying cavity.



図 4 レーダ装置に取付けた状態

Fig. 4—Installation of the amplifier to the radar set

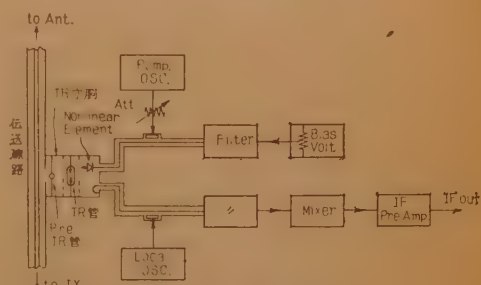


図 5 系 統 図

Fig. 5—Block diagram of the system.

真には入力側にこの増幅器をレーダに取付けない状態で実験するときのための半同軸半円形空洞を取付けてある) に、またレーダに取付けたときの写真を図 4 に、そしてこの場合の系統図を図 5 に示した。

4. 実験結果

信号回路の共振周波数とアィドラ回路の共振周波数との和になるごとくポンプ周波数を調整すれば、 $1310 \pm 40 \text{ Mc}$ の範囲内で任意に増幅を行なわせることができた。バイアス電圧が負に高すぎる場合にはポンプ電力を十分入れた場合に Zener 効果による逆方向の電流が流れ、また低すぎる場合にも順方向の整流電流が流れるために、中間の $-1.0 \sim -1.5 \text{ V}$ 付近にセットして用いた。最良の特性は約 -1.2 V で得られた。

4.1 ポンプ電力に対する g および B 特性

図 7 に利得、バンド幅対ポンプ電力の関係を示した。 $\sqrt{g} \cdot B$ として約 $6 \sim 7 \text{ Mc}$ が得られた。図 6 において右側の曲線群はアィドラ回路を共振からずらした場合に得られた諸特性で、同一利得を得るのに必要なポンプ電力が増加するが、ポンプ電力レベルの変動に対する利得の変動がゆるやかになること、 $\sqrt{g} \cdot B$ が多少減少することなどの傾向が生ずる。

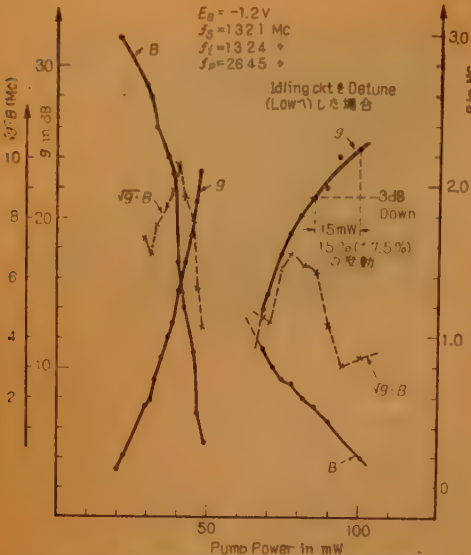


図 6 利得, 帯域幅対ポンプ電力特性
Fig. 6—Gain, band width vs. pump power characteristics.

4.2 ポンプ周波数に対する利得特性

図 7 はポンプの周波数変化に伴う利得変化の一例を示したもので、利得の変動を 3dB 以内に抑えるにはポンプ周波数の変動を 3.84×10^{-4} 以内に抑えればよい。これは通常の発振器（たとえばレーダ受信機の局部発振器等）において可能である。

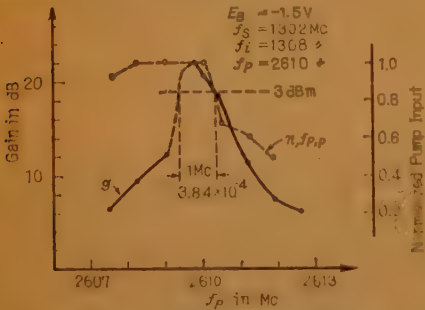


図 7 利得対ポンプ周波数特性
Fig. 7—Gain vs. pump frequency characteristics.

4.3 入力信号レベル対利得特性

図 8 に示す。図 8 よりわかるように AGC 作用を有するが、この AGC 作用は実際にレーダを動作せしめた場合に近接目標からの反射信号レベルを抑圧するので、PPI スコープ上の映像を見やすくさせる働きがある。

4.4 雑音指数および利得

雑音指数および利得の測定は 図 9 の

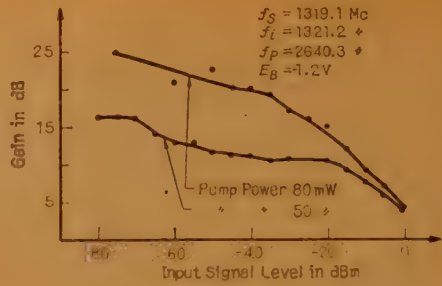


図 8 利得対入力信号レベル特性
Fig. 8—Gain vs. input signal level characteristics.

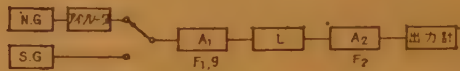


図 9 雑音指数および利得の測定
Fig. 9—Measurement arrangement for noise figure and gain.

ごとくパラメトリック増幅器 (A_1) と主受信機 (A_2) の間に可変減衰器 (L) を挿入する方法⁽³⁾で行なった。この場合の A_2 としては AN/SPS-12 レーダの受信機部を使用した。図 9 で L の減衰量を L_1 および L_2 としたときの総合雑音指数をそれぞれ F_{T1} および F_{T2} とすると、 A_1 の利得 g は、

$$g = \frac{F_2(L_2 - L_1)}{F_{T2} - F_{T1}} \frac{B_2}{B_{1,2}} \quad (6)$$

で与えられる。ここに $B_{1,2}$ は A_1 から A_2 まで通しでの雑音等価帯域幅、 B_2 は A_2 の雑音等価帯域幅である。つぎに A_1 の雑音指数 F_1 は $B_{1,2}$ および B_2 には無関係に、

$$F_1 = \frac{F_{T1}L_2 - F_{T2}L_1}{L_2 - L_1} + \frac{F_{T2} - F_{T1}}{F_2(L_2 - L_1)} \quad (7)$$

から求められる。NG 法を用いて 1310 Mc において L の各値に対する F_T を測定し、式 (6), (7) から F_1 および g を求めた結果を表 1 に示した。この場合 A_1 の帯域幅は 300 kc、 A_2 の雑音指数 F_2 は 12.45 dB、その帯域幅は 300 kc であった。なおこの他に縮退に非常に接近した状態すなわち both side band に

表 1 1310 Mc における A_1 の雑音指数および利得

回 数	L_1 (dB)	L_2 (dB)	F_{T1} (dB)	F_{T2} (dB)	F_1 (dB)	G (dB)	備 考
第 1 回目	0	3	6.25	6.45	6.05	19.45	$F_2 = 12.45$ dB
" 2 "	3	7	6.45	7.05	5.98	19.07	
" 3 "	7	10	7.05	7.65	6.35	20.67	
" 4 "	10	15	7.65	9.05	6.81	22.32	
" 5 "	15	20	9.05	12.35	6.33	20.65	
平均 値					6.31	20.43	

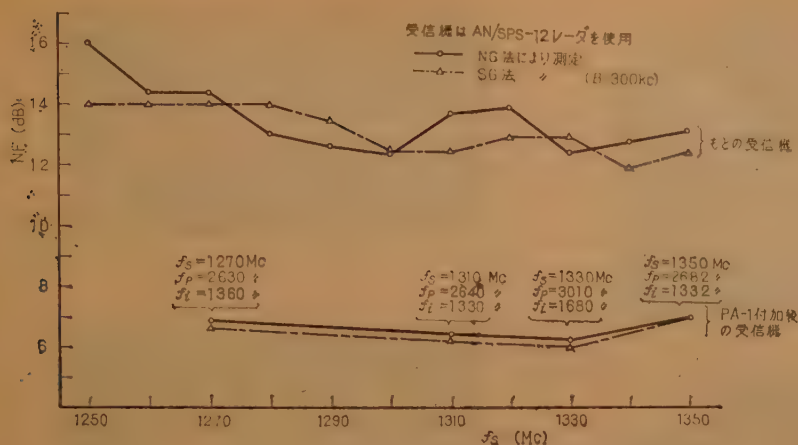


図 10 レーダに取付けたときの総合雑音指数

Fig. 10—Overall noise figure of the radar receiver with parametric amplifier.

おける測定値から約 3 dB という結果が得られている。なお図 9 の NG 法におけるアイソレクタは雑音出力の ON, OFF により NG の出力インピーダンスが変化する (SWR=1.3 程度) ので、その影響を除外するためのものである。

つぎにレーダ装置 (SPS-12) に取付け、TR, ATR 等の損失を含めた総合の雑音指数を NG 法および SG 法の両方によって測定した結果を図 10 に示した。図 10 より雑音指数が 5.5~7 dB 改善されていることがわかる。

4.5 最小受信感度とポンプ電力との関係

SPS-12 レーダに付加して、最良の状態に調整しポンプ電力に対する最小受信感度 (MDS) の関係を測定した結果を図 11 にしめす。この図は同一信号周波数に対してポンプ周波数を変えて測定したものである。パルス幅 4 μ s, 繰返し周波数 4000 pps の信号に対し、十分な再現性をもって -117~-120

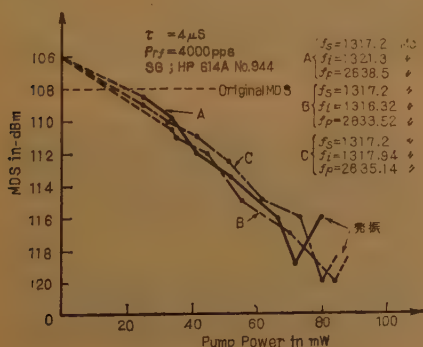


図 11 MDS 対ポンプ電力特性

Fig. 11—MDS (Minimum Detectable Signal) vs. pump power characteristics.

dBm まで MDS を下げることができた。この値より $B=300$ kc として F_T を計算すると 2.2 dB 程度となるが、これはほとんど縮退で動作させたこと (B.S.B 受信), ならびにスコープ映像面および眼の網膜における integration 等のために 4.4 の値よりも上回っている。つぎに信号周波数を変え (同時にポンプ周波数を変えて) 安定に動作

している状態で MDS を測定した結果を図 12 に示す。図においてポンプ OFF のときの値と付加しないときの値との差が挿入損失である。この図から分かるように本増幅器により MDS は約 5~6 dB 改善され

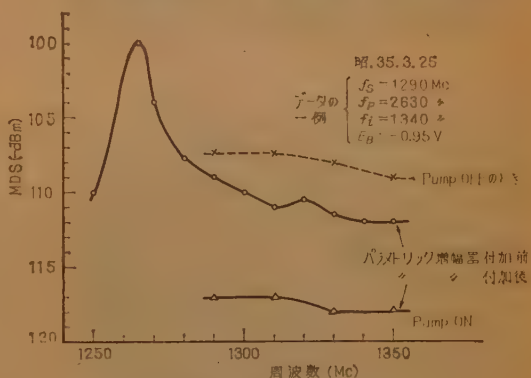


図 12 各周波数における最小受信感度

Fig. 12—MDS vs. signal frequency.

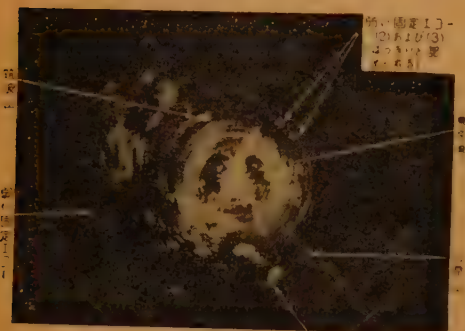
しており、この結果は 4.4 の結果とよく一致している。

4.6 PPI および A スコープによる観察

この増幅器を当研究室 (東京都目黒区三田町) に設置してあるレーダ装置 (AN/SPS-12) に取付け、固定目標を対象として PPI および A スコープの映像を観察した結果を図 13 および 14 に示した。図 13 の (イ) および (ハ) は本増幅器を付加しないとき, (ロ) および (ニ) は付加した場合である。電子カーソルラインはほぼ真南の方角を示す。図 14 は A スコープの場合であり、(イ) は付加しないとき, (ロ) は付加してポンプ OFF としたとき, (ハ) はポンプ ON として増幅させたとき, (ニ) はポンプ電力を過大に



(イ) 付加しないとき (レンジ 100 NM)



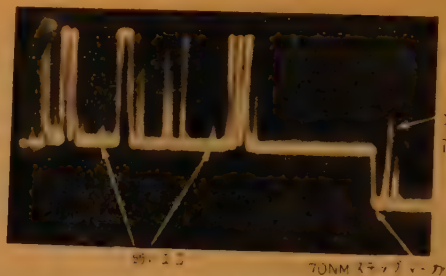
(ロ) 付加したとき (レンジ 100 NM)



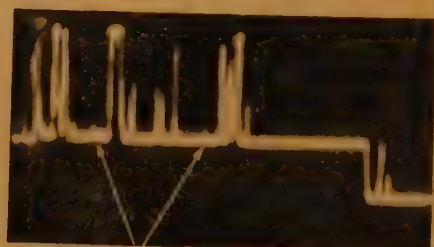
(ハ) 付加せず (レンジ約 60 NM)



(ニ) 付加したとき (レンジ約 60 NM)

図 13 PPI スコープ像
Fig. 13—PPI displays.

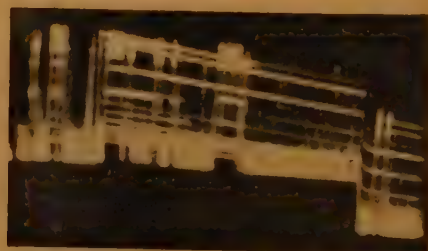
(イ) 付加せず, もとの受信機のみ



(ロ) 付加してポンプ off のとき



(ハ) 付加してポンプ on により増幅されたとき



(ニ) ポンプ電力を過大に加えて発振させたとき

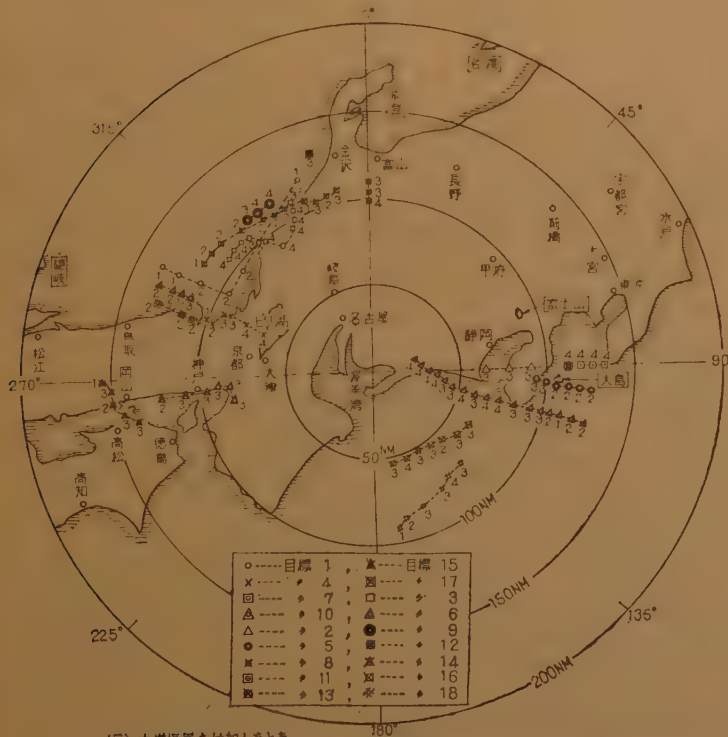


(ホ) 付加せずに受信機の IF 利得をあげたとき

図 14 A スコープ像
Fig. 14—A scope displays.



(イ) 本増幅器を付加しないとき



(ロ) 本増幅器を付加したとき

図 15 PPI 上の移動エコー強度による比較 (渥美湾を中心として行なったもの)
Fig. 15—Air-craft plottings on PPI displays.

加え増幅器を発振させたときである。(ホ)は(イ)において受信機の IF 利得を増加して弱い信号を増幅しようとした状態であり、信号とともに雑音も大きくなり、 S/N は良くならないことをしめたものである。(ロ)の場合は挿入損失のために信号が若干減少している。なおステップ・マーカは 70 NM である。また縮退の状態で増幅せしめると A スコープ上で反射パルスの頂部にビートが重ね合せるのが認められるが、PPI スコープ上の指示にはほとんど影響を及ぼさない。

つぎに本増幅器を甲型警備艦(いそなみ、しきなみ、いずれも 2,100 t) に取付け、渥美湾において付近を航行する航空機を対称として PPI スコープを使用し、専任のオペレータによりエコーを記録した結果を図 15 に示す。図において(イ)は本器を使用しない場合、(ロ)は使用した場合を示してある。(ロ)においてオペレータによる目標の捕捉は著しく増加しており、また探知距離も 20~40% 増加していることがわかる。

4.7. 安定度について

実際にレーダに使用する場合、安定度が問題となったが、マグネトロンが発振周波数は 5 J 26 (SPS-12 レーダに使用のもの) の場合、動作開始後約 10~20 分で動作安定となり、周波数の変動は 1.5×10^{-4} 以内となった。また、ポンプ発振器は安定化電源を使用しクライストロン 6 BL 6 を用いて発振させたが、動作開始後約 10~20 分で安定し、周波数変動は 3000 Mc 帯において 3×10^{-4} 以内であった。それゆえ、4.2 にしめた結果より AFC を使用しなくても比較的安定に増幅を行なわ

せることができた。また、これらの装置を用いて、
4.6 に示した堀美湾における実艦実験の期間（昭和 35.
 3.21~27）中、毎日約 16 時間連続動作させたが、一
 度調整を行なえばほとんどその後の調整は不要であ
 った。なお、本器をさらに 2 台製作し、本年（昭和 35
 年）5 月~8 月にわたって行なわれた遠洋航海に使用
 したが、同様に良好な成績が得られた。ただし、AFC
 をつければ調整をさらに容易にすることができると思
 われる。

4.8. ダイオードの耐焼損能力

送信電力の漏れに対するダイオードの耐焼損能力に
 ついては定量的測定を行っていないが、TR 部を非
 同調として数分間放置した程度では影響がなく、Pre-
 TR 管をとり外し零バイアスにおいて 8 時間連続運
 転した場合にも全然影響がなかった。このときの送信出
 力は尖頭出力 500 kW、パルス幅 4 μ s、繰返し周波数
 300 pps（すなわち平均電力 417 W）であった。

8. 結 言

TR 空洞と増幅用空洞とを共用する方式の透過空洞

形パラメトリック増幅器により、従来の L バンド・レ
 ーダ装置の雑音指数を約 5 dB 改善することができた。
 この方式は比較的簡単な構造を持ちスペースもとらな
 いので、容易に現用器材に取付けられ、かつ調整も容
 易であることなどの特長を持っている。なお、さらに
 低雑音性を十分に利用するためには、ポンプ周波数を
 高くすることなどが考えられるが、これらについては
 さらに実験を行ない検討の上報告する予定である。

最後に本実験に御協力いただいた当研究室の諸氏に
 感謝の意を表する。

文 献

- (1) H. Hefner & G. Wade: "Gain, bandwidth & noise characteristics of the variable parameter amplifier", J.A. Phys. **29**, 9, p 1321, (Sept. 1958).
- (2) 小又, 山岸: "L バンド・レーダにおけるパラメトリック増幅器の応用に就いて", 電気学会パラメトリック増幅器委 (昭 35-04-21).
- (3) 小又, 山岸: "雑音指数および利得測定の一方法に就いて", 昭 35 連大 1282.
 (昭和 35 年 9 月 22 日受付, 12 月 15 日再受付)

新 刊 出 来

実用通信
工学叢書

マイクロホンとスピーカ

執筆者 仲丸由正 (日本電気)

A5 判 202 ページ 定価 290 円 [本会々員は 1 割引] 〒 50 円

本書は電気関係の技術者を対象として執筆されたもので電気音響学の専門的理論は省略し実用的に重要な事項について系統的に、しかも平易に述べられたものである。

内 容 項 目

1. 音波と振動 音波——振動体——音波の放射——受音
 2. 音声と聴覚 聴覚——音声——楽器の音——伝送みずみとその影響
 3. 電気音響変換 電気音響変換機構——電気音響変換器——変換器の基本特性——変換器の動作機構
 4. 制御方式と機械音響素子 弾性, 抵抗, 慣性制御——音響機器振動系の特異性——振動膜と振動板——音響素子
 5. 送話器およびマイクロホン 動電マイクロホン——電磁送話器およびマイクロホン——静電マイクロホン——圧電マイクロホン——炭素送話器およびマイクロホン——単一指向性マイクロホン——集音器——その他のマイクロホン
 6. 受話器およびスピーカ 動電受話器およびスピーカ——電磁受話器およびスピーカ——静電受話器およびスピーカ——圧電受話器およびスピーカ——複合スピーカ——キャピネット——その他の受話器およびスピーカ
- 付 録 マイクロホン JIS C 5502-1927——コーンスピーカ JIS C 5501-1954——ホーンスピーカ JIS C 5504-1954

発行所 電 気 通 信 学 会

報 告

電気通信規格調査会、同調査専門委員会

昭和36年第1・四半期業績報告

第17回本委員会

日時 昭和36年6月7日(水)午後5時30分～8時20分

場所 電気通信学会会議室

出席者 (会長) 丹羽

(幹事) 東、横井、武市、岡登

(委員) 高木、佐藤(代三宅)、鳴海、桑田、今幡

(代島) 中村(代二条)、新川、三木、武

田、武藤、穴沢、森脇(代下村)

(学会) 肥土、

議 事

1. 前回議事録確認 下記のとおり訂正ならびに確認の上、承認

1.1. 1ページ(1)項 T.C. 50 担当委員会の S.C. 50 B 関係の委員構成に関し、抵抗、コンデンサなどの回路部品関係者とメンバが異なるので委員長より関係の向へアンケートを出しその上で処置することとする。

1.2. 2ページ(3)項 T.C. 48 担当委員会は委員長が未決定であるため、目下従来どおり T.C. 40 相当の回路部品専門委員会で処理している。

1.3. 2ページ(4)項 T.C. 53 担当の委員会については、山下教授より情報処理学会で是非引受けたいとの要請があったので、審議の結果、当調査会では取扱わず、情報処理学会にて扱うことを了承した。

1.4. 2ページ(5)項 「また委員会を変えることも考える(……)」を「また委員会名を通信用伝送線専門委員会と改称し」と訂正する。

なお S.C. 46A, 46B は専門委員会で処理し、S.C. 46C および 46D この 46D が取扱う事項について若干の意見が出ているが)については電線工業会へ審議方をお願いすることとした旨、専門委員長より報告があり、了承した。

1.5. 2ページ 4. 用語委員会の件については当調査会の規定の第1条(目的)をつぎのように改めることを決定し、6月23日の学会理事会にはかることとした。(その他はこの議事録の6項参照)

第1条 この調査会は電気通信および電子応用に関する IEC (国際電気標準会議) の国際標準規格の審議を行ない、また必要に応じ JIS (日本工業規格) の原案作成ならびに学術用語の調査作成などを行ない、もって電気通信および電子応用に関する標準化事業に寄与することを目的とする。

2. 各専門委員会経費報告(事務局)

第1・四半期(ただし4月1日～6月5日まで)の本委員会および各専門委員会の経費報告(別紙配布)の説明あり、これを承認した。

3. 国際会議に関する事項

3.1. インターラーケン会議出席者は当調査会関係で下記の19名が出席することになった。

T.C. 39 (電子管) 田村 幸雄(東芝)

穂積 英夫(松下) 青井 三郎(沖電気)

戸田 哲雄(三菱)

T.C. 40 (回路部品) 高原 靖(通研)

小野 勇(指月電機) 梶川 馨(日本通信工業)

千葉 穰(日本コンデンサ) 三船 英雄(松下)

T.C. 46 (通信用伝送線) 喜連川 隆(三菱)

河津 祐元(東大) 松本 正夫(古河、在英)

T.C. 47 (半導体) 岡部 雄治(東芝)

中村純之助(日立) 池原 典利(日電)

岩田 三郎(ソニー) 柳井 久義(東大)

鈴木 茂(日立、在チューリッヒ)

T.C. 51 (フェライト) 徳江 哲夫(東京電気化学)

3.2. 1962年 T.C. 47 日本開催の件

T.C. 47 を日本で 1962 年4月末に日本で開催する案が Graham 氏(委員長)より提案されているので、これに所要の経費予算を一応幹事で作成した。(別紙配布) 最小限 379 万 6000 円 と見積ったがこれを修正してもう少し増した案で IEC 委員会へ提出することが了承された。

4. JIS 関係委員会設置の件

4.1. 「水晶振動子を使用する推奨回路」原案作成の件 工業技術院でクリスタル専門委員会高原幹事で打合せた所、これの作成はまだ無理なので、「水晶振動子用恒温その通則」の原案を作成することの依頼があり、これを受託することとしクリスタル専門委員会でもメンバを構成の上、原案作成にかかるとした。

4.2. 「ゲルマニウム ダイオード試験方法」原案作成の件、和田委員の意見もあるので、同氏と相談して委員長を決めて(幹事は委員長一任)、原案作成にかかるとした。

5. 本調査会に対する工技院よりの依託費の件

本年度は工技院よりの依託費として 35 万円うち 25 万円は I.E.C. 関係の規格協力費とし 10 万円は JIS 原案作成費として規格協会から交付されることになった。

8. 用語委員会の件

今幅委員より電気学会の電気用語標準特別委員会についてつぎのような説明があった。(資料配布)

(f) 文部省の学術用語分科審議会の学術用語統一の事業への協力の形で行なっている。

(g) 電気通信、電子応用関係の学術用語が通信学会できたり、それを刊行されるのもよいが、当特別委員会へ持込まれたら刊行について御協力したい。

丹羽会長のもとへ各委員より用語委員会の委員長にふさわしい方の候補者をお知らせして、会長より交渉の上決定し、この委員会の次回までに発足せしめることとする。

7. 委員および幹事交代の件

委員会名	新委員	旧委員
本委員会	三宅 正男	大谷 薫
	岡登 博美(幹事)	新堀 達也(幹事)
通信用伝送線	高須 勇	土井 博之
フェライト	杉原 真	(追加)

8. その他

電子管 JIS 専門委員会桑田委員より当委員会は任務を終

たので解散すべきかどうか提案あり、提案どおり承認され、会長より感謝の辞が述べられた。

また電子管の規格の今後の訂正、追加は工業会で行なってもよいかの提案も了承された。

9. 次 回 10月10日(火)午後5時30分 於学会

各専門委員会報告

電子管専門委員会 (T.C. 39)

委員長 近藤 厚実 幹事 原 島 治

この期間にそれぞれ3回ずつの委員会、試験法分科会、およびマイクロ波管分科会を開催し、本月6年に開催されるIEC総会に対する準備に関する審議を行なった。

1. T.C. 39への派遣代表の決定。本年度派遣代表として田村(東芝)穂積(松下)青井(沖)戸田(三菱)の4氏を決定し、後2者が本委員会、前2者が構造寸法分科会に出席することになった。

2. マグネトロン試験法の提案 ロンドン会議でわが国が原案作成を担当した本件については、既に39(Japan)101として提案文書を提出各国に配布したが、その後さらに詳細に検討の上一部改訂文書39(Japan)101Aを提出した。

3. MT管外形標準値規格設定の提案(39(Japan)103) 従来電子管外形規格には最大、最小値の規格はあるが標準値の規格が無いので、この標準値規格の設定を提案したものである。

4. 電極間絶縁関係文書(39(Japan)104) 本件に関しては日本がマドリッド会議で原案作成を担当39-1(Japan)16の文書を提出してあったが、本文書に対して39(Netherlands)103の意見文書が配布されたので、同文書に対する回答文書を発送した。

5. 電子管三定数の測定法(39(Japan)105) 本件に関しては独が原案作成39-1(Germany)15の文書が配布されたが、同文書内容はわが国のJISとも相当異なるので、改訂希望を申し入れた文書を提出した。

6. 板極管試験法に関する件(39(Japan)106) 本件も独が原案作成を担当39(Germany)106として配布されたが、同文書はI.E.C.標準形式になっておらずまた内容的にも問題点があるので、これらの点を指摘した文書を提出した。

7. 会議出席者への準備資料の作成 本年会議に参加する上記4名はいずれも従来本委員会委員として参加していない上に、今次会議においてわが国で発言討議しなければならない事項が非常に多いので、参加代表がこれらの任務を果たすように各項目についての審議経過、わが国内委の意見等についての説明用資料を各項目担当委が作成、さらに会議出席者打合会を開いて詳細な打合わせを行なった。

ソケット専門委員会 (T.C. 39/48)

委員長 近藤 厚実 幹事 三矢 一次

I.E.C.の電気通信および電子応用関係のT.C.が昨年のニューデリー会議において改組され機構部関係が独立してT.C. 39/48となったので、国内においてもこれに対応して機構部品専門委員会を発足し、ソケット専門委員会はそれに合流することが、前回の規格調査会で決定されたので、この委員会の終始末としてつぎの事項を行なった。

(1) 8か月文書の回答

特に意見を出すべき文書は無かったが、全文書について検

討した。

(2) 文書の整理

既配布の全文書についてカードを作成し、従来の審議経過、国内委の意見等を記入して、つぎに発足する委員会への引継を満足に行なうように努力した。

部品専門委員会 (T.C. 40, T.C. 48)

委員長 武藤 時雄 幹事 田部井秀雄

第33回委員会 36年4月17日 17.30~20.00
第34回委員会 36年5月9日 14.00~17.00
第35回委員会 36年5月29日 17.30~20.30
第4回コンデンサ小委員会 36年4月28日 17.30~20.30
本年6月中旬からスイス、インターレーケンにおいて開かれたT.C. 40委員会の準備を主として上記の通り会議を開いた。同会議への出席者はつぎの通りであり各分担を定めた。

氏名	分 担	備 考
高 原 靖氏	抵抗全般 コンデンサ	T.C. 全般統括
梶 川 篤氏	特にセラミック、および雑音 コンデンサ	
小 野 勇氏	特に紙コン M.P. フィルム コンデンサ	
千 葉 穰氏	特に電解コンデンサ コンデンサ	
三 船 英雄氏	特に電解コンデンサ	

すでに当委員会では数回にわたり Sec. 文書その他を審議しその結論を得て通告済みであるが、各国の意見が出揃ったものもあり、これら各国の意見を見た上で改めて考え直す点があるか否かを検討し国内委員会の意見をまとめてその結果を代表に持参して行くことにした。

1. コンデンサ関係

40-1(S) 45, 47, 49 について (S) 45 については日本としては絶縁抵抗値 5,000 MΩ を 1,000 MΩ に、3,000 MΩ を 500 MΩ に修正し、(S) 47 についても同様に絶縁抵抗値の修正、(S) 49 については前に当委員会で決定した通りとすることを確認し、また 40(S) 101 は事務局案に賛成することにした。

つぎに 40-1(S) 48, 50, 55 はすでに意見を出してある通りであるが、場合によっては次年度に日本案を提出するもよいと考えられるかどうか代表に一任することにした。

40-1(S) 52 日本からも 40-1(Japan) 17 で意見を出したドイツ、スウェーデン、スイス、ノルウェーなどからも意見が出たので再検討した上で日本の意見を確定した。

40-1(S) 48, 50, 55 について 各国から出た意見を検討したが各国とも意見が区々で用途別のものあり材料別のものあり統一されない。この際わが国はかねて提出した意見のごとく4種に分類したものが最も適切であると考えたのでその点力説したいということになった。

40-1(S) 56 については再検討の結果つぎのごとく態度をきめることにした。

1. 高信頼形の件 Energy Storer などをふくめることは反対で一般用よりも長寿命が期待できる形とすることとし Energy Storer は別規格とすること。日本としてはつぎのような規格の構成を妥当と考える。

- (a) General use for smoothing, coupling, decoupling rectifier. (JIS C 6411)
- (b) Professional use for smoothing, coupling decoupling rectifier. (JIS C 6440)
- (c) Transistor 回路用 (CES-RC-605)
- (d) Energy Storage 用 (CES 立案中)

(e) Motor 起動用 (JIS C 4905)

2. インピーダンス については日本はアメリカと同様な規格をとっているが多少不便ではある。スエーデン案はこの点合理的ではあるが温度特性の標準化が問題となるので会議での討論に待つこととする。適宜の処置は代表に一任する。

3. Maximum Ripple Current. 日本ではとりあえずアメリカと同様の方法をとっているが最高使用温度よりも低い温度で使用し「リップル」を多く流すときに今の方法は不便である。「リップル」のないとき使用し得る温度を最高使用温度と定め発熱量、放熱量から許容リップルを算出し得る方法をとったどうかを各国委員の意向をきくことにし適宜の処置を代表に一任することにした。

2. 抵抗器関係

40-1 (S) 46, 40 (S) 102 巻線抵抗器関係は JIS C 6401 の抜萃を回答したがその線で行く。また 40-1 (10) 34, 35, S (53) については大した問題でないで特に意見はなく S (51) については字句の訂正だけとする。また 40-1 (S) 57 の抵抗器雑音に関するもので NBS, IRE 形のような狭帯域の測定方法による再現性のよい正確な測定値の必要性、などについて討論し目下の所は試験中なのでそうした態度をとることとし、また特にドイツとも打合わせることにした。

3. T.C. 48 関係

S.C. 40-4 は今回から TC 48 として独立することになったが、国内委員会がまだ発足していないので、とりあえず発足まで旧組織のまゝで、文書審議などをつまけておくことにした。審議中の文書はつぎの通りである。

48 C.O. 1, 3 Mc/s 以下の周波数用コンネクタの振動試験に関するもの

48 C.O. 2 トグルスイッチに関するもの、レバーを動かす力など、これに働く力の試験

48 C.O. 3 ラジオ受信機や音響機器に用いるコンネクタに必要な条件など

以上 3 件審議中

48 CO 4 ラジオ受信機、音響機器用 コネクタに関する 40-4 (C.O.) 14, と 14A の訂正に関するものでニューデリー会議での意見で修正のものであり、当方としては特に意見はない。

通信用伝送線専門委員会 (T.C. 46)

委員長 鳴海 武雄 幹事 畑 和夫

この間専門委員会 (5月29日)、高周波ケーブル小委員会 (4月27日)、およびインターレーケン会議議題を中心とする幹事会 (4月18日) を各 1 回導波管分科会を 2 回 (4月27日、5月12日) 開催しつぎの文書を審議した。46A 高周波ケーブル

46A (S) 1 (高周波ケーブルの加熱試験) : 賛成
46A (S) 2 (高周波ケーブルの加熱収縮試験) : 賛成
46A (S) 3 (セルラー PE 高周波ケーブル) : 賛成
46A (S) 4 (300 オーム平行二心ケーブル) : 賛成
46A (S) 5 (4 弗化樹脂ケーブル) : 賛成
46A (S) 6 (r.f. コネクタ) : 意見なし
46A (S) 7 (48 mm 同軸ケーブル) : 賛成
46A (S) 8 (しゃへい率およびカップークラッドに関する小委員会開催の件) : 電報にて回答
46B 導波管
40-2 (C.O.) 34, (導波管フランジ) : 賛成
46B (S) 1 (シーリングテスト) 試験圧力について意見を出す
46B (S) 2 (内側方形外側円形の導波管) : 表面粗らさ、

最大減衰量について意見を出す

46B (S) 3 (1:4 扁平導波管) : 付表を訂正する。

46B (S) 4,5 (リッジ導波管およびフランジ) : 意見なし

46C 通信ケーブル

46 (S) 9 PVC 局内ケーブルの試験法

46 (S) 10 同上仕様書

この 2 件については審議期間が短く日本仕様との相異点の指摘はできるが賛否の回答は出ていない。

46D 巻線

46 (S) 6,7,8 (巻線試験法、巻線仕様書、巻線用リール) 一応意見なしであるが回答は出さない。
その他。

46 (S) 5, (巻線の規格) : 別に T.C. を作って巻線全般について審議するよう意見を出す。

46 (S) 11 (H.T. ケーブル) : 種々問題点はあるが意見なし。

46 (S) 12, (T.C. 46 のタイトルおよび範囲) : 問題はあるが態度保留。

46 (S) 13, (T.C. 46 の運営) : 賛成

インターレーケンにて開催の会議には、柳井、(東大)河津(航研)喜連川(三菱)加藤(電線工業会)松本(古河)の 5 氏が出席する予定である。

半導体専門委員会 (T.C. 47)

委員長 武田 行松 幹事 新美 達也

今期間は本委員会を 4 回、小委員会を 19 回、計 23 回委員会を開催し、6 月末に Interlaken で開かれる IEC 国際会議に対する提案事項の検討を精力的に行なった。その結果、大略次表に示すように本専門委員会の態度を決めることができた。

Working group	IEC 予定議題	内 容	日本の態度
W.G. 1	47 (C.O.) 10	practical term の definition	一部意見提出
	47 (C.O.) 11	letter symbol	一部意見提出
	39-2 (S.C.) 27	practical term の追加	既に提出してある 39-2 (Japan)34 として意見提出
	39-2 (S.C.) 28	*	一部意見提出
	47 (S.C.) 33	diode 特性の definition など	日本案を作成提案
	47 (S.C.) 33A	Swit. transistor 特性の definition など	日本案を作成提案
	39-2 (S.C.) 20	engineering term の definition	既に 39-2 (Japan) 3 で提案しある
W.G. 2	3 (C.O.) 442	graphical symbol	一部意見提出
	47 (C.O.) 8	essential ratings の introduction および low power small signal diode の ratings	OK
	47 (C.O.) 12	zener diode, power transistor の ratings	一部意見提出
	47 (S.C.) 29	power rectifier diode の ratings	一部意見提出
	47 (S.C.) 30	switching transistor の ratings	一部意見提出
	47 (S.C.) 35	high frequency parameter	電気学会柳井委員会検討された案を元として、日本案を提案
	Future work	parametric amplifier diode の ratings および testings	日本案を提案

		tunnel diode の ratings および testings	日本案を提案
		forward voltage reference diode の ratings および testings	日本案を提案
W.G. 3	47 (C.O.) 9	testings に関する introduction	OK
	47 (C.O.) 13	testings...general から break down voltage まで	OK
	47 (S.C.) 36	low power small signal diode の testings	一部意見提出
	47 (S.C.) 37	hybrid π parameter から noise の testings まで	一部意見提出 (Rth, NF, π parameter など)
	47 (S.C.) 34	BVCE から Damping factor の testings	BVCE について日本案を提出
W.G. 4	47 (S.C.) 31	寸法	OK
	47 (S.C.) 32	"	一部意見提出
	47 (S.C.) 38	"	OK
	47 (S.C.) 39	"	一部意見提出
	47 (C.O.) 14	marking について	検討中

なお本委員会からはつぎの6名の方が日本代表として Interlaken に行かれることになった。

団 長 柳 井氏 (東大)

副 中 村氏 (日立)

代表団員 池原氏 (日電), 岩田氏 (ソニー), 岡部氏 (東芝), 鈴木氏 (日立)

また, 1962 年度 I.E.C. T.C. 47 委員会 (半導体関係) を日本で開催する件が検討され承認された。

クリスタル専門委員会 (T.C. 49)

委員長 高木 昇 幹事 高原 靖

第 37 回 (4月26日) (1) ニューデリーにおける 40-3 委員会の資料並びにニューデリー会議の議事録にもとづき, 幹事並びに紙本委員が分担してニューデリー会議 40-3 委員会の詳細を説明した。(2) 新着文書 5 件の紹介分担をきめた。(3) 電気試験所河原井氏 (森川委員代) は電気試験所田無分室において水晶振動子の試験, CI メータの校正を正式に受け付けることになった旨発言した。手続の詳細の説明は第 38 回に行なわれた。

第 38 回 (5月26日) (1) 今回は 5 つの小委員会並びに電子機械工業会水晶振動子技術委員会が分担している調査事項につき, 昭和 35 年度の進行状況の説明を各小委員会の主査からうけた。その結果 unwanted response に関する小委員会と標準測定法に関する小委員会は現在調査が進行中であるが仕事に共通点が多いので 1 つの小委員会にまとめることとし, 主査に小松委員を依頼した。周波数エージングに関する小委員会は一応の結論をえたので終了することとした。環境条件試験並びにトランジスタ水晶発振回路小委員会はいずれも仕事が行進中なので引続いて進めることとした。したがって昭和 36 年度は 3 つの小委員会を設けてそれぞれの調査を進めることになった。また電子機械工業会水晶振動子技術委員会は恒温槽の規格の中通則の原案をほぼ完成したので, 昭和 36 年度は恒温槽の個別規格と水晶発振回路の推奨回路を検討してもらう予定である。(2) 工業技術院からの依頼があれば恒温槽の JIS の中, 通則の原案を作成することができ段階にあることを当委員会として確認した。

小委員会 この期間中に unwanted response に関する小委員会 (主査小松委員), 周波数エージングに関する小委員会

(主査高原委員), 標準測定法に関する小委員会 (主査尾上委員), 環境条件試験に関する小委員会 (主査森川委員), トランジスタ水晶発振回路に関する小委員会 (主査三宅委員) が 1 回ずつ開かれ, それぞれの調査分担事項について報告, 討論が行なわれた。

基本的試験法専門委員会 (T.C. 50)

委員長 高木 昇 幹事 森川 貞重

1. 委員の改正交代

6月9日の第 11 回専門委員会から委員の改正を行なった。今回からは部品関係を強化することにし, 紙コンデンサ, 電解コンデンサ, 固定抵抗, 可変抵抗, 機構部品, コネクタ各関係の代表者および防衛庁技研の部品関係代表者が新たに参加することになった。

2. ニューデリー報告

ニューデリーに 40-5 の代表として出席された日電の友成氏が持帰られた議事録と, 1960 年 10 月付の幹事国文書 (Sec) 42 を参照して幹事から決定事項その他の説明があり, さらに友成氏より補足説明があった。

決定事項は下記の通り

- (1) 6か月規則で回覧するもの。
部品分類法, カビ試験, 温度の急変化試験, 塩水噴霧試験
- (2) 2か月規則で回覧するもの。
ハーメチックシール試験。
- (3) 現行通りのもの。
低圧試験。
- (4) 決定延期のもの。
塵芥試験, ハンダ付試験の追加事項。
- (5) working group に回すもの。
衝撃試験, パンプ試験, 振動試験, 腐蝕試験。
- (6) 幹事国が原案を作成するもの。
Philosophy および guidance, Artificial Sunlight, Radial lead の torsion test 標準温度の作成法。
- (7) 将来の問題
Nuclear Radiation に対する問題。

3. 12-7 との関係

ニューデリー会議以後 40-5 は 12-7 と joint committee となり, 50A および 50B として再発足したので本委員会もこれに対する対策を考えるため 12-7 の委員長と協議することになった。

4. Publication 68 の翻訳

40-5 の Publication 68 の正式なものは昨年 9 月に到着したので, これを委員に分担翻訳することになった。

フェライト専門委員会 (T.C. 51)

委員長 和田 弘 幹事 徳江 哲夫

本期間中 4月19日第 18 回委員会を開催し, 下記の各意見を提出することにした。

- (1) 40-6(S)10
 - (a) 非直線ひずみを基本波電圧 V_1 と第 3 高調波電圧 V_3 の比で表す。
 - (b) ヒステリシス損は parallel resistance factor を磁束密度の関数として表わしたとき動作温度内での最小値とする。
- (2) 40-6(S)11
 - (a) 試験パルスの形状の中, パルス幅等について CO 案を支持する。
- (3) 51(S)1
 - (a) disaccommodation factor の項に関し, 24 hour

variability を副題とする。また D.A factor はパーセント表示をしない方が望ましい。

(b) 測定条件としてヒステリシス損が混入することのないよう、微少磁束密度で測定する。

(4) 51(S)4

(a) Remanence および Remanent flux density の定義に「飽和まで磁化した後、磁界をとり去ったとき」と付加える。

(5) 51(S)7

(a) サイズ 30 の規格の審議を開始すること、および各種サイズの寸法規格を一種に統一すること。

(6) 51(S)8

(a) 直径および長さの許容範囲を公称値の上下に均等になるようにする。

(b) ゲージの許容範囲を広げる。

(c) 直径6および8mmのものに関し長さそれぞれ60および80mmのものを規格化する。

なお 51(S)5, 51(S)6, 51(S)9, 51(S)10 に関しては意見

はなかった。

電子管 JIS 専門委員会

委員長 桑田 正信 幹事 武市 武

本委員会を1回、小委員会を2回開催してこの委員会を終了した。審議結果の概要はつぎの通りである。

(1) 真空管個別規格の審議。昨年度ほど終ったテレビ用12品種については全般的な調整を行なって、最終案をまとめあげた。その品種名はつぎの通りである。

3AU6, 6BQ7A, 5J6, 5U8, 6AW8A, 9A8, 12BH7A, 16A8, 12GB3, 25E5, 7AN7, 6AB8

(2) 今後の処置、これまで審議したものに修正を要することが起こったり、あるいは新しい品種を追加する必要がある場合には、つぎのような手づみきによることに意見が一致した。

「電子機械工業会で原案を作成し、それを工業技術院に直接送りこむ」

(会員に限り一割引)

監修 嶋津保次郎・岡部豊比吉・副島光積・伊藤義一

最新の半導体工学

A 5判 166頁 上製 定価 330円 760円

執筆 高橋秀俊 外9名

パラメトロンとその応用

A 5判 230頁 上製 定価 450円 780円

執筆 柿田 潔

電波伝ぱん

A 5判 376頁 上製 定価 550円 7120円

執筆 小林夏雄

通信線路伝送理論

A 5判 302頁 上製 定価 400円 7100円

執筆 高柳健次郎 他11名

カラーテレビジョン技術

A 5判 164頁 上製 定価 280円 750円

執筆 高柳健次郎 外9名

最新のテレビジョン技術

A 5判 上製 228頁 320円 790円

執筆 川上正光 他18名

最新のパルス技術

A 5判 330頁 上製 定価 550円 7100円

オペレーションズ・リサーチ

A 5判 上製 274頁 定価 550円
[本会々員は 500円] 790円

改訂 最近の電気通信工学の解説

前編 A 5判 304頁 上製 定価 400円 7100円
後編 A 5判 328頁 上製 定価 450円 7100円

執筆 大谷 薫 外6名

電信電話専用設備

A 5判 218頁 280円 760円

新しい通信測定

A 5判 186頁 250円 760円

海外論文翻訳 トラフィック理論

A 5判 220頁 300円 740円

[回路図]

加入者宅内装置回路図

ポケット判 上製 250円 740円

A形自動交換機回路図

同 250円 740円

改訂 手動電話交換機回路図

同 200円 730円

手動電話装置回路図

同(1) 200円 740円
同(2) 150円 730円

私設電話交換機回路図

同 250円 750円

編新 H形自動交換機回路図

改訂中

発行所 社団法人 電気通信学会

最適利得帯域幅を持つ受動トランス
デューサの構成技術について

H.J. Carlin: "Synthesis Techniques for Gain-Bandwidth Optimization in Passive Transducer", I.R.E. 48, 10, p 1705, (Oct. 1960). 柴山博訳 [資料番号 5242]

本論文は負荷が単に純抵抗だけでなく抵抗およびリアクタンスよりなる、より一般的な任意の負荷に電力、または電圧信号を伝送するための広帯域等化器または整合回路の設計方法につき述べたものである。

すでにこの種の問題については R.M. Fano が研究を行なっているが、負荷が若干複雑になると解を得るのが困難となってくる。本論文はこの Fano の方法の改良を試みたものといえよう。

すなわち本論文では、まず負荷によって課せられる拘束を考慮しながら、理想化した全体の系の振幅関数のパラメータを決定し、さらに H.W. Bode によって与えられた位相と振幅との間に成立する関係式から上記の振幅関数に対する位相関数を決定し、つぎにあらかじめ規定された負荷特性を引き出すことにより、数値的に決定された伝送関数から等化器の特性を計算し、ついで実現可能な有理関数で数値的に上記の等化器の伝送特性を近似し、最後に近似された有理関数を基にして回路網としての等化器を構成するという手順による方法を提案している。

本論文では、図 1 に示すような二端子形の等化器と図 2 に

示すような四端子形の等化器について上述したような設計法を適用し、二端子形の等化器の場合にはこの方法の基礎となる設計公式をのせ、具体的にトランジスタを負荷とした場合の等化器の設計例につき述べ、さらに四端子形の等化器の場合には、スキャッタリングマトリクスを用いた構成法について詳細に説明を行ない、最後に四端子形の等化器に対する具体的な設計例がのせてある。 (柴山委員)

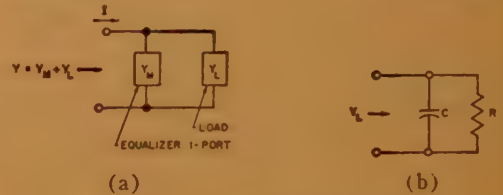


図 1

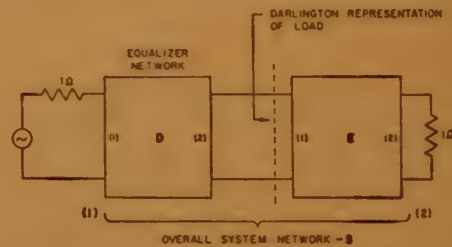


図 2

相等しい反復インピーダンスを持つ n 個の相異なる非対称四端子回路の縦続回路網に等価な四端子回路網について

W. Herzog: "Ersetzen der Kette von n ungleichen unsymmetrischen Vierpolen gleicher Kettenwiderstände durch einen Vierpol", N.T.Z. 13, 10, p 475, (Okt. 1960).

非可逆四端子回路網の縦続接続

W. Herzog: "Die Kettenschaltung nichtumkehrbarer Vierpole", p 477, 柴山博訳 [資料番号 5243]

前者の論文は図 1 のような相等しい反復インピーダンス R_1, R_2 を持つが、しかし、四端子行列は各々相異なっている非対称形の可逆系四端子回路を図 2 に示すように n 個縦続接続したとき、これと等価な四端子回路網を求める方法につき述べたもので



図 1

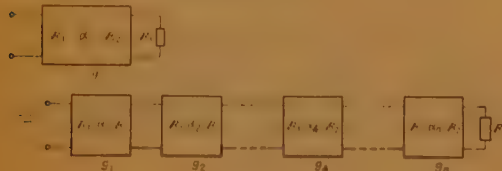


図 2

ある。

途中の計算過程は省略して結果のみを述べれば、つぎの通

りである。

すなわち図 2 の右側の縦続四端子回路網中の任意の 1 つ、 $[d_k]$ の z 行列を $\begin{pmatrix} W_{11k} & M_k \\ M_k & W_{21k} \end{pmatrix}$ とすれば、同図の左側の四端子回路網の z 行列 $\begin{pmatrix} \bar{W}_{11} & \bar{M} \\ \bar{M} & \bar{W}_{21} \end{pmatrix}$ は次式で与えられる。

$$\bar{W}_{11} = R_1 \prod_{k=1}^n (A_k + \sqrt{A_k^2 - 1})^2$$

$$\bar{W}_{21} = R_1 \prod_{k=1}^n (A_k + \sqrt{A_k^2 - 1})^2 - 1$$

$$\bar{M} = \frac{1}{\prod_{k=1}^n (A_k + \sqrt{A_k^2 - 1})^2 - 1}$$

$$\bar{W}_{11} = R_1 \prod_{k=1}^n (A_k + \sqrt{A_k^2 - 1})^2 - 1$$

$$\bar{W}_{21} = R_1 \prod_{k=1}^n (A_k + \sqrt{A_k^2 - 1})^2 - 1$$

$$\bar{M} = \frac{1}{\prod_{k=1}^n (A_k + \sqrt{A_k^2 - 1})^2 - 1}$$

$$\bar{M} = \frac{(R_1 + R_2) \prod_{k=1}^n (A_k + \sqrt{A_k^2 - 1})}{\prod_{k=1}^n (A_k + \sqrt{A_k^2 - 1})^2 - 1}$$

ただし、ここで

$$A_k = \frac{W_{11k} + W_{21k}}{2 M_k}$$

である。

本文では1例として対称形のラチス回路の場合の結果がのせてある。

後者の論文では前者の論文の結果の拡張として、図3に示すような非可逆系の場合につき、その四端子行列は相異なるが反復インピーダンスは相等しい n 個の四端子回路を、図4に示すように n 個縦続接続したとき、これと等価な四端子回路網の z 行列を求める公式について述べてある。その結果はここでは省略するが、前者の論文の結果より若干その形式が複雑になった

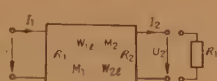


図 3

程度でうまく式がまとめられている。

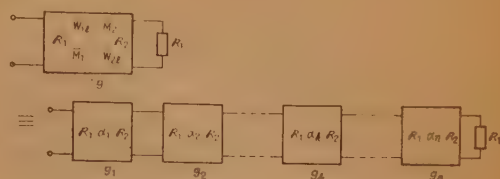


図 4

(柴山委員)

細い導線を多数巻いた厚い円筒状多層コイルの自己インダクタンス

R. Cazenave: "Inductance Propre de la Bobine Cylindrique Circulaire Epaisse à un Très Grand Nombre de Couches d'un Très Grand Nombre de Spires de Fil Fin", Ann. Télécom., 15, 7-8, p 150, (Juil., Août, 1960). 小野田真樹樹記 [資料番号 5244]

細い導線を非常に多く巻いた円筒状の厚い多層コイルにおいて、その層数が十分大きな場合にそのコイルの自己インダ

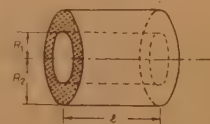


図 1

表 1 $x=2R_2/l$ および $y=R_1/R_2$ の関数として表わした $G(k_1, k_2)$

y	0.95	0.9796	0.9600	0.9515	0.9251	0.9081	0.8936	0.8608	0.8598	0.8608	0.8538
0.90	0.9801	0.9698	0.9523	0.9255	0.9076	0.8917	0.8765	0.8626	0.8597	0.8637	0.8378
0.85	0.9805	0.9617	0.9435	0.9229	0.9069	0.8927	0.8772	0.8625	0.8585	0.8623	0.8363
0.80	0.9810	0.9626	0.9445	0.9239	0.9079	0.8936	0.8779	0.8630	0.8590	0.8628	0.8368
0.75	0.9815	0.9635	0.9454	0.9248	0.9088	0.9143	0.8983	0.8834	0.8794	0.8832	0.8572
0.70	0.9818	0.9641	0.9460	0.9254	0.9094	0.9149	0.8989	0.8840	0.8800	0.8838	0.8578
0.65	0.9822	0.9649	0.9468	0.9262	0.9102	0.9157	0.9000	0.8850	0.8810	0.8848	0.8588
0.60	0.9826	0.9655	0.9474	0.9268	0.9108	0.9163	0.9006	0.8856	0.8816	0.8854	0.8594
0.55	0.9829	0.9662	0.9481	0.9275	0.9115	0.9170	0.9013	0.8863	0.8823	0.8861	0.8601
0.50	0.9832	0.9667	0.9486	0.9280	0.9120	0.9175	0.9018	0.8868	0.8828	0.8866	0.8606
0.45	0.9835	0.9672	0.9491	0.9284	0.9124	0.9179	0.9022	0.8872	0.8832	0.8870	0.8610
0.40	0.9838	0.9677	0.9496	0.9288	0.9128	0.9183	0.9026	0.8876	0.8836	0.8874	0.8614
0.35	0.9840	0.9680	0.9499	0.9291	0.9131	0.9186	0.9029	0.8879	0.8839	0.8877	0.8617
0.30	0.9843	0.9683	0.9502	0.9294	0.9134	0.9189	0.9032	0.8882	0.8842	0.8880	0.8620
0.25	0.9845	0.9686	0.9505	0.9297	0.9137	0.9192	0.9035	0.8885	0.8845	0.8883	0.8623
0.20	0.9847	0.9688	0.9507	0.9299	0.9139	0.9194	0.9037	0.8887	0.8847	0.8885	0.8625
0.15	0.9849	0.9690	0.9509	0.9301	0.9141	0.9196	0.9039	0.8889	0.8849	0.8887	0.8627
0.10	0.9850	0.9691	0.9510	0.9302	0.9142	0.9197	0.9040	0.8890	0.8850	0.8888	0.8628
0.05	0.9851	0.9692	0.9511	0.9303	0.9143	0.9198	0.9041	0.8891	0.8851	0.8889	0.8629
x	0.05	0.10	0.15	0.20	0.25	0.30	0.35	0.40	0.45	0.50	

y	0.95	0.8190	0.8565	0.8561	0.8561	0.8525	0.8593	0.8686	0.8892	0.8953	0.8992
0.90	0.8271	0.8175	0.8550	0.8546	0.8550	0.8514	0.8582	0.8675	0.8881	0.8942	0.8981
0.85	0.8229	0.8133	0.8508	0.8504	0.8508	0.8472	0.8540	0.8633	0.8839	0.8900	0.8939
0.80	0.8210	0.8114	0.8489	0.8485	0.8489	0.8453	0.8521	0.8614	0.8820	0.8881	0.8920
0.75	0.8200	0.8104	0.8479	0.8475	0.8479	0.8443	0.8511	0.8604	0.8810	0.8871	0.8910
0.70	0.8190	0.8094	0.8469	0.8465	0.8469	0.8433	0.8501	0.8594	0.8800	0.8861	0.8900
0.65	0.8180	0.8084	0.8459	0.8455	0.8459	0.8423	0.8491	0.8584	0.8790	0.8851	0.8890
0.60	0.8170	0.8074	0.8449	0.8445	0.8449	0.8413	0.8481	0.8574	0.8780	0.8841	0.8880
0.55	0.8160	0.8064	0.8439	0.8435	0.8439	0.8403	0.8471	0.8564	0.8770	0.8831	0.8870
0.50	0.8150	0.8054	0.8429	0.8425	0.8429	0.8393	0.8461	0.8554	0.8760	0.8821	0.8860
0.45	0.8140	0.8044	0.8419	0.8415	0.8419	0.8383	0.8451	0.8544	0.8750	0.8811	0.8850
0.40	0.8130	0.8034	0.8409	0.8405	0.8409	0.8373	0.8441	0.8534	0.8740	0.8801	0.8840
0.35	0.8120	0.8024	0.8399	0.8395	0.8399	0.8363	0.8431	0.8524	0.8730	0.8791	0.8830
0.30	0.8110	0.8014	0.8389	0.8385	0.8389	0.8353	0.8421	0.8514	0.8720	0.8781	0.8820
0.25	0.8100	0.8004	0.8379	0.8375	0.8379	0.8343	0.8411	0.8504	0.8710	0.8771	0.8810
0.20	0.8090	0.7994	0.8369	0.8365	0.8369	0.8333	0.8401	0.8494	0.8700	0.8761	0.8800
0.15	0.8080	0.7984	0.8359	0.8355	0.8359	0.8323	0.8391	0.8484	0.8690	0.8751	0.8790
0.10	0.8070	0.7974	0.8349	0.8345	0.8349	0.8313	0.8381	0.8474	0.8680	0.8741	0.8780
0.05	0.8060	0.7964	0.8339	0.8335	0.8339	0.8303	0.8371	0.8464	0.8670	0.8731	0.8770
x	0.55	0.60	0.65	0.70	0.75	0.80	0.85	0.90	0.95	1.00	

面のあらさ、および球の反射散乱断面積へのその影響

R.E. Hiatt, T.B.A. Senior and V.H. Weston: "A Study of Surface Roughness and its Effect on the Backscattering Cross Section of Spheres", I.R.E. 48, 12, p 2008, (Dec. 1960). 堀内和夫記 [資料番号 5245]

曲率半径が波長にくらべて十分に大きい完全導体面が、波長にくらべて十分に小さいランダムな凹凸をもっている場合

の表面インピーダンスを考え、これを微小凹凸をもった粗球面の反射散乱断面積の算出に適用し、S, X, K 各帯域での実験と比較している。

$z=0$ を平均的な平面とする微小凹凸導体面を $z=\zeta(x,y)$ で表わし、 ζ の標準偏差を ζ_0 、相関関数を F とする、凹凸の寸法 l に対して面上の 2 点間距離 ρ が大きくなると F が急に 0 になると仮定できる場合には、 ζ_0 がなめらかである限り、 $kl \ll 1$ ($k=2\pi/\lambda$)、 $\zeta_0 \ll l$ に対して、表面インピーダンスが

$$\gamma Z = -\frac{ik\omega_0^2}{4} Z \left[ik + \int_0^\infty \left\{ \left(\frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} + k^2 \right) \left(F J_0 \left(\frac{k\rho}{\sqrt{2}} \right) \right) - \frac{k}{\sqrt{2}} \frac{\partial F}{\partial \rho} J_1 \left(\frac{k\rho}{\sqrt{2}} \right) \right\} e^{i k \rho} d\rho \right] \quad (1)$$

となることを計算の根拠としている。ここに Z は自由空間の固有インピーダンスである。これは Senior によって別に与えられたものであるが、かれによれば、この式は最小曲率半径 α をもった曲面においても、それが強磁性体でなく、 $kd \gg 1$ m η ならば成立する。

この結果を粗面をもった導体球の反射散乱波に適用して、 $ka \gg 1$ なる平均半径 a をもつ球に、 x 方向に電界の偏波した電磁波が入射する場合、中心から R だけはなれた点における電界を

$$E_x = -\frac{a}{2R-a} e^{i k(R-2a)} \left\{ A_0 + \frac{A_1}{ka} + 0((ka)^{-1/2}) \right\}$$

$$A_0 = 1 - 2\eta$$

$$A_1 = -\frac{2i(R-a)^2}{(2R-a)^3} (1-2\eta) + \frac{2R}{2R-a} (1-i)\eta \quad (2)$$

として求めている。ただし $|\eta| < (ka)^{-1/2}$ の場合、実験はアルミニウム製の次表の粗・滑2球を用いて、波長 10.5, 3.1, 1.3 cm で行なわれた。各波長に対して η を計算すると、そ

	粗 球	滑 球
a (cm)	12.857 ± 0.013	12.697 ± 0.010
c_0 (cm)	0.037
l (cm)	0.101

れぞれ $0.009i$, $0.03i$, $0.07i$ となる。球の反射散乱断面積は、(2) を用いて計算すると、粗面性により、それぞれ 2×10^{-3} , 2×10^{-3} , および 10^{-1} dB だけ増大することがわかる。実際には、両球の半径のちがいががあるので、それによる散乱断面積の変化を加味する必要がある。結果として、それぞれ

飽和したメーザを回復させる技術

Gunter K. Wessel: "Recovery Technique for Saturated Masers", Trans. I.R.E. ED-7, 4, p. 297, (Oct. 1960). 井上久遠訳 [資料番号 4246]

メーザを実際に応用する際に、しばしばメーザ物質の saturation のために、ある期間メーザ作用が失われる。たとえばレーダで信号と同じ周波数 ν_d の送信機のパルスが receiver にもれて、saturation をおこしてしまう ($N_1 \approx N_2 \approx N_3$)。

多くのメーザ物質についてその回復時間は、長すぎて (1/10 sec のオーダー) 応用に便えない。

この論文は、effective なライフタイムを短かくする技術についてのべている。

ルビーの準位メーザで、図 1 のように他のレベルより十分エネルギーの高い第四のレベルを使う。

飽和をおこしたときに、 ν_d の強いパルスを加えると最初、

$$N_1 < N_1' (= N_2 = N_3)$$

であったものが

$$N_1 < N_1' = N_2 = N_3$$

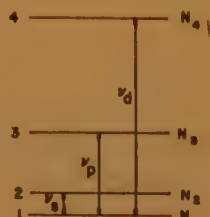


図 1

-0.10, 0.12, 0.20 dB を得ている。実験結果の 1 例は次図のようなものである。球面の凹凸の深さ $d=2c_0$, 平均の幅 w は、各波長に対して、それぞれつぎの通りである。

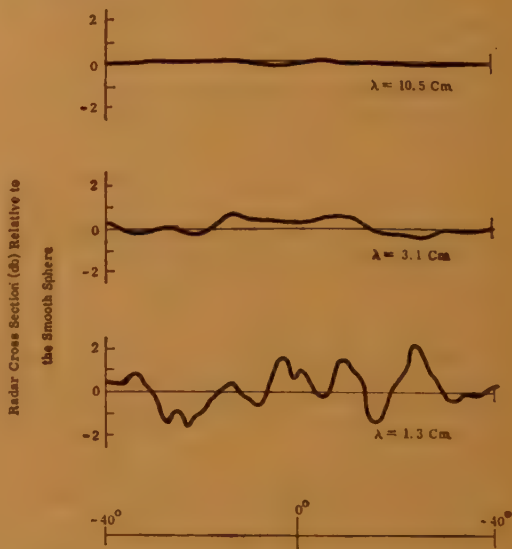


図 1

λ (cm)	d/λ	w/λ
10.5	7×10^{-3}	3×10^{-2}
3.1	2×10^{-2}	10^{-1}
1.3	5×10^{-2}	2×10^{-1}

(堀内委員)

に変わる。

したがって 1 と 2 の間の飽和が回復したことになる、メーザ作用が回復する。

CW pump を調整して、excess population をパルスとパルスの間一定にすることは可能であるから、利得は一定に保てる。また 1 と 4 のレベル間の飽和をおこすのに十分なピーク・パワーのパルスを加えさえすれば、effective な回復時間 (1 と 2 の間の) は desaturation パルスのタイムレンジによって与えられるので、0.5 msec ぐらいに短縮できる。回復した population の差 ΔN は、desaturation の繰返しし周波数 V_r によって変わる。

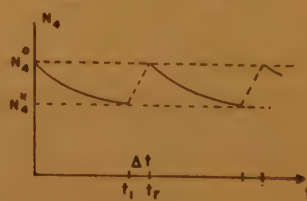


図 2

あらひ計算で、

$$\Delta N = 1/2(N_1' - N_1^*)$$

を求めているが、

N_1^* , N_1^* の時間変化は図 2 のようである。

$\Delta t = 0.5$ msec にして回復時間の短縮

すること、および ν_r を変化させて利得の変わることを、実験に確かめてよい結果をえている。

(青木委員)

一定周波数電波に対する電離層 吸収の研究 (完)

G. Pillet: "Contribution a l'Étude de l'Absorption Ionosphérique sur une Fréquence Fixe (f_{fix}), Ann. Telecom. **15**, p 198, (Sept/Oct. 1960). 柴田 久記 [資料番号 5247]

前号において説明した通り、装置によって定まる定数 I_0 と 1 回反射エコーの強度とを比較することによって求められる L の値は、電波が電離層を通過する際に受ける総吸収量を示すもので、電波の強度の弱まる量はこの値に走行距離すなわち反射高の変化に基づく減衰量の補正をすることによって求められる。この総吸収量 L は D 領域を通過するときを受ける「無偏倚吸収」と反射する層高に近い電子密度を有する付近で受ける「偏倚吸収」との2種類のものを含んでいるのである。この偏倚吸収は使用周波数が臨界周波数に近い場合に特に大きく重要である。

(a) 吸収の日変化 図1および図2に総吸収量の日変化の代表的な例を示す。図1は春のものでこの場合の測定周波数(3.4 MHz)は終日 f_oE より高く反射は F 層で行なわれる。正午付近では f_oE が測定周波数に近づくので偏倚吸収が特に大きくなっている。図1(b)は吸収性を $\cos x$ の関数として表わしたもので L は対数値にとってある。ついでにこの観測を行なった Domont のすぐ近くにある Poitiers 電離層観測所の f_oE を表わしておいた。図から解るように、吸収も f_oE 同様 $\cos x$ のべきに大体比例することが得られる。図2の方は夏のもので E 層反射, E_s 層反射, F 層反射の3つの場合が考えられ図も各々の場合に分けて表示してある。この場合も f_oE の近くでは特に偏倚吸収が大きくなっている。 E_s 層反射の場合には吸収は格段に小さい。それは E_s 層が薄い層で電子密度の gradient が強く、 E 層の最大電子密度の下にあることから説明される。また周波数が f_oE から充分離れている場合、偏倚吸収は F 層に対するものより E 層に対するものの方がずっと重要であることも解る。

(b) 月間変動 1955年9月から1958年3月までの毎月に対する減衰量 L の値を示す図(訳文図省略)から毎日の日による変動幅はかなり大きく、毎日の定時刻に対する L の値のバラツキは1か月約 15~20 dB に達している。この場合でも E_s 層反射の吸収は正規の E 層反射のものより小さく、大よそ 12 dB 位の差が認められる。

(c) 太陽天頂角の関数としての変化 この関係は図1, 図2に示したが、それと同じ形に各月の観測値を全部プロットして見た。その場合もやはり E, F および E_s 層反射

のモード別に分けて違った種別の点で区別しておいた。これらの点は各月ごとに吸収量と $\cos x$ とが直線相関をなしていることを示している。その直線の傾斜を n とすれば L は $(\cos x)^n$ に比例するはずである。

(d) 吸収の季節変化 1月の吸収の最大値を知るため 1100 h から 1300 h までの観測値全部の中央値を求め図3に示した。図から明らかなように吸収量は夏大きく冬小さくなっている。図中点線は太陽黒点数の月平均値であり、吸収が太陽活動度にも関係していることがよくわかる。

(e) 冬の異常現象 $\cos x$ 最大に対する各月の吸収量からおして、冬は夏および春秋から予想されるものよりも異常に吸収が大きい。この異常については既に多くの研究者が指摘しているのである。

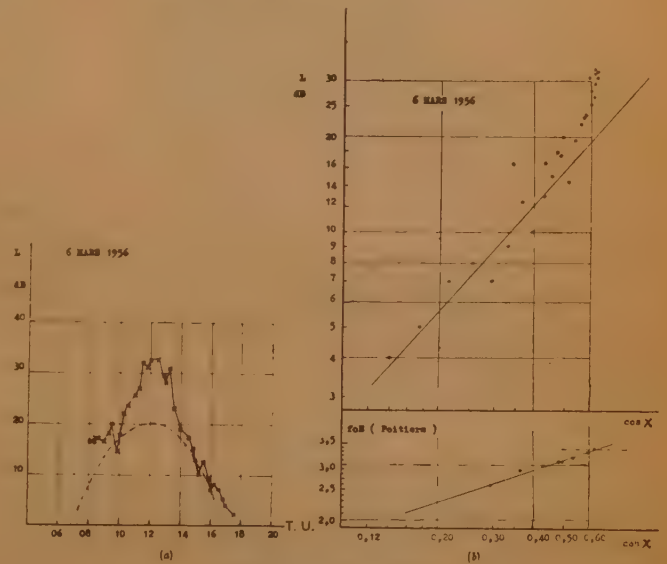


図1 総吸収量の日変化(冬)

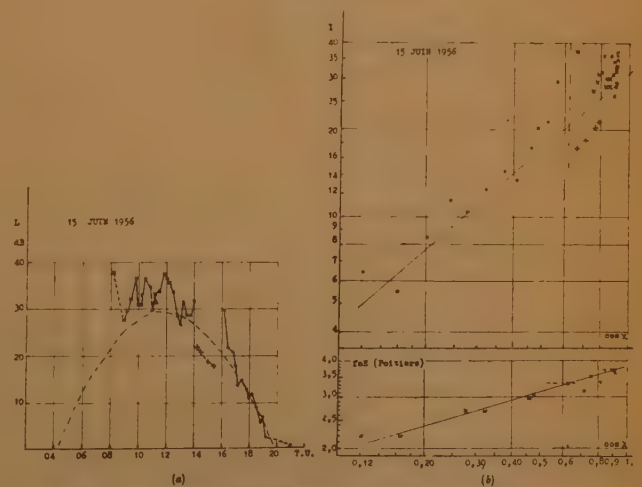


図2 総吸収量の日変化(夏) $\times E$ 層反射, $\circ E_s$ 層反射, $\bullet F$ 層反射

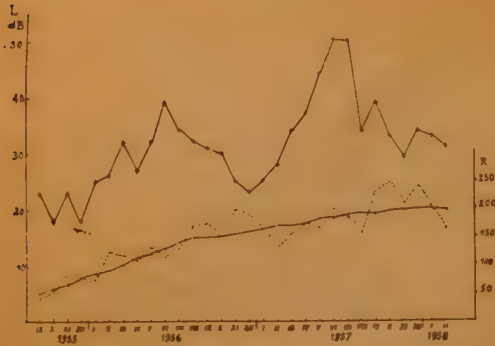


図3 上の曲線は 34 MHz で Domont において測定した総吸収量
下の曲線……太陽黒点 Wolf 数の月平均値。
——同上 12 か月移動平均値。
吸収量の季節変化

5. 偏倚吸収と無偏倚吸収との分離

総吸収量 L を

$$L = B / (f + f_0)^2 + N \cdot \Delta(\eta) \quad \text{ただし } \eta = f_0 E / f \quad (38)$$

なる形で表わす。式中第1項は無偏倚第2項は偏倚吸収を示す。ここで更に前節で述べた方法によって決めた n の値を使って $B = \cos^2 x$ とおけば今の場合 L はつぎのように表わされる。

$$L = P \cos^2 x / (3.4 + 1.2)^2 + N \cdot \Delta(f_0 E / 3.4) \quad (40)$$

ここで偏倚吸収と無偏倚吸収とに分けるためには図4のように横軸に N 縦軸に P を座標軸としその軸上にそれぞれ

$$N_0 = L / \Delta \quad \text{および}$$

$$P_0 = L / (3.4 + 1.2)^2 \cos^2 x$$

をとり、図のようにその2点を結ぶ直線をいくつか取り、それらの交点の重心の座標を読むことにより図4パラメータ P および N を求めるための図とができる。このようにして求めた値を図5に示した。

このようにして求めた P および N の値を使って計算した吸収総量と $\cos^2 x$ 最大および $\cos^2 x = 0.3$ の時期に対する実際の吸収量とを比較したところ、前者に対しては非常によい一致を見た。また後者に対してもかなりよくあっているが、ただ冬の数か月だけは数 dB の開きが見られた。

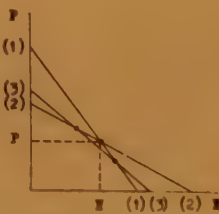


図4 パラメータ P および N を求めるための図

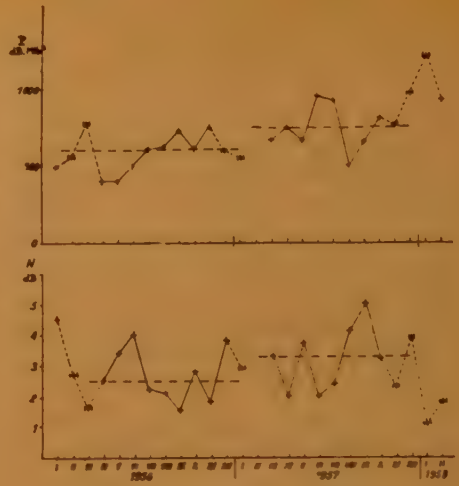


図5 パラメータ N および P の変化

第VI章 急ピッチの振幅変動についての研究

2. 変動を表わす指数

変動を表わす指数をつぎのように4段階に定める。

指数0：静かな場合。

指数1：振幅が大きく変動し1分間に2~5回最大値が現われる急ピッチの変化のある場合。

指数2：1と似たタイプで、さらに急ピッチの場合。

指数3：非常に早いピッチの変動の場合(1分間10回以上)このように定めた変動指数から毎月の平均指数を求め比較した結果、変動は冬大きく夏小さいことが解った。またF層反射の電波はかなり安定しておりE層の出た場合には変動は非常に激しくなる。また1日のうちでは正午頃が最大の変動を持っていることも解った。

地磁気じょう乱の際の変動についても種々検討し、地磁気の k 指数から求めた Σk と毎日の振幅変動指数との相関図等をいくつか作って見たが、振幅変動は地磁気じょう乱にはあまり関係はなさそうである。ただ $k > 5$ のとき日没付近の値を取った場合の相関は非常によくなっている。そして磁気じょう乱は非常に急ピッチの振幅変動には非常に重要な影響を与えていることが結論できるのである。

(柴田委員)

航海空電発生器

M.M. Newman, J.R. Stahmann, J.D. Robb and E.A. Lewis: "Sea-Going Lightning Generator", electronics, 33, 30, p 53, (July 22, 1960).
秋山 忠訳 [資料番号 5248]

ヘリコプタで吊り上げた10000フィートのアンテナをもち、スクーナ船に設置したこの空電発生器は空中放電と同様の高電力、低周波のパルスが発生することができる。このパルスにより低周波数の遠距離伝ばん特性について研究し、遠距離通信および航海の分野に実用化することを目的としたも

のであるが、現在はおもに VLF の伝ばんすなわち電離層の測定およびホイッスラの研究に使用している。

この空電発生器は 3000 m のアンテナを用いて約 30 MW の尖頭電力を発生し、発生器電圧を増せば 100 MW まで増加させることができる。尖頭電圧百万 V の 20 kc パルスによる 1000 km の地点の電界強度計算値は約 20 mV/m であり、距離 10000 km では約 100 μ V/m となる。図1は送受信機のブロック・ダイアグラムである。

アンテナは 10000~12000 フィートのワイヤでヘリコプタから吊し、端末はスクーナ船上の巻棒に取付け、巻棒はワイ

ワイヤの張力がほぼ一定となるよう巻き込み、巻き戻しが自動的に制御される。アンテナ上端は 100~200 フィートのポリエチレンリダーでヘリコプタを絶縁している。また非常の場合には、ヘリコプタパイロットはワイヤを落すことができる。通常アンテナはヘリコプタまたはバルーンから垂直に下して使用するが、他の形式すなわち逆 L 形、半円形の使用例を図 2 に示す。



図 1

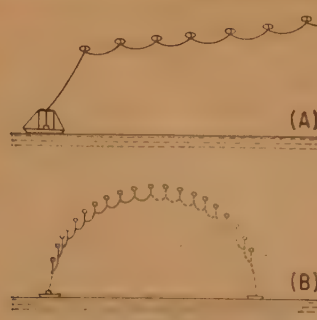


図 2



図 3

ワイヤの寸法および長さ、負荷容量等によるが、図 3 のパルス波形は 110 km の地点で受信された 25 kc パルスの代表的なものである。この尖頭振幅値は約 200 mV/m で、推定値に近い値である。

またロケットを使用することにより、このアンテナ（ワイヤ・ロープ）を高高度の帯電雲に打上げ、空中放電による被害を減少させることもできる。

(池上委員)

伝ばんパルスの周波数および減衰率はおもに発振器定数、

雨による前方散乱

L.A. Doherty and S.A. Stone: "Forward Scatter from Rain", Trans. I.R.E. AP-8, 4, p 414, (July 1960). 秋山 忠記 [資料番号 5249]

この実験はカナダの National Research Council が Ottawa-Montreal 間 90 マイルの伝ばん路で、1958 年 6 月から年末近くまで雨による散乱を測定するために行なったものである。周波数は 2720 Mc 1.5 μ s のパルスを用いた。送信電力を 2 つのアンテナに分枝し、1 つのアンテナは水平偏波とし大円伝ばん路に指向させ、他方のアンテナは垂直偏波として南へ 10° 向けた。受信アンテナは 1 つを大円伝ばん路用、他を 8° 南に向け偏向伝ばん路用とした。これは雨による散乱信号が散乱角に無関係であることから、大円伝ばん路の信号を対流圏散乱成分と降雨散乱成分とに分離するためである。また、受信点近傍に McGill 大学の Stormy Weather Group により気象用レーダを設置し、半径 100 マイル以内の降雨エコーを写真撮影した。

図 1 は 2 つの伝ばん路の電界記録例で、レベルの上上がりりと落込みはアンテナ・ビームの共有領域内の雨の降り始めと終りに一致している。また、大円伝ばん路の電界レベルが雨の降る前に上昇し、降り止んだ後に下降する例も観測された。この場合のレベル上昇は雨滴による散乱ではなく、正常の大気散乱によるものと思われる。雨と電界との関係は上記の 2 形式以外に、この 2 つを組合わせた場合、雨が降っても電界に明りょうな変化が現れない場合、および超屈折または層反射と考えられる場合等

が観測された。

大円および偏向伝ばん路の受信電界最大値を比較したものが図 2 である。図の斜線は低電界の境界線で両伝ばん路の差は 5 dB である。境界線付近の点は降雨による散乱が優勢な場合、境界線以上の点は正常散乱電界の場合である。したがって、両伝ばん路の信号強度の計算値は 8 dB であるから、雨による散乱は無指向性であるという仮定を裏付けるものである。

雨による散乱が正常の大気散乱に比較し無視できる程度の場合でも、フェージング速度は散乱領域内を通る雨の通路により増加する。また降雨散乱成分が優勢なときはフェージン

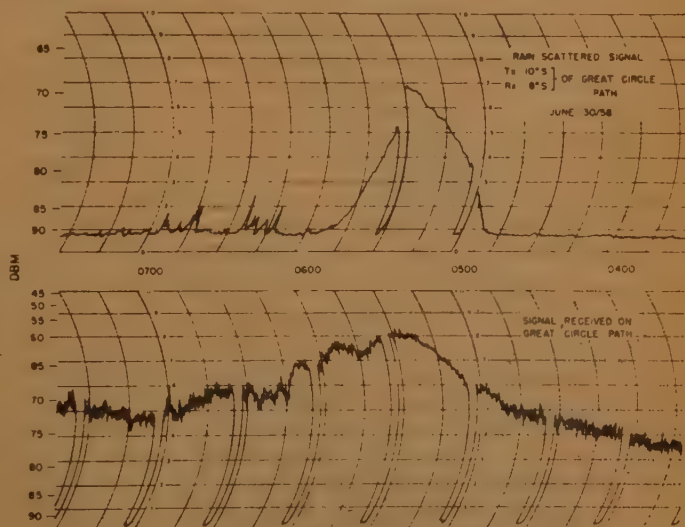


図 1 雨による散乱電界記録例

グ・スペクトラムには非常に高い周波数成分が見られる。
降雨散乱によるパルスのひずみは正常の大気散乱回線に生

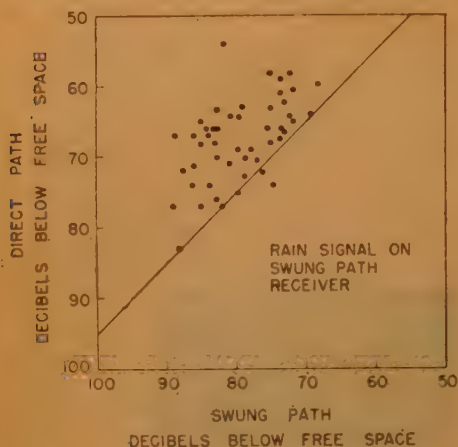


図2 降雨時の両伝はん路へ最大電界強度比較図

ずるひずみと大きく相違する。図3にその一例を示す。1.5 μ s の送信パルスはときにより 3~4 μ s となり、極端な場合は 10~20 μ s にもなる。これは散乱通信回線に対し重要な影響を与えるであろう。
(森永委員)

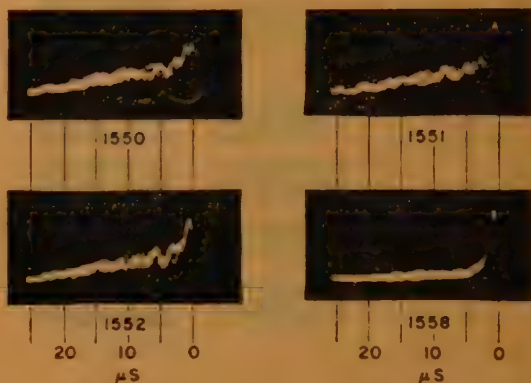


図3 降雨時にわける大気散はん路へ受信パルス波形

400 c/s 帯のチューニング・フォーク・フィルタ

John J. O'Connor: "A 400-cps Tuning Fork Filter", I.R.E. 48, 11, p 1857, (Nov. 1960).

柴山 博訳 [資料番号 5250]

本論文は 397.5 c/s から 402.5 c/s の周波数帯域内で各々 0.5 c/s の 3 dB 帯域幅を持つようなコム・フィルタを構成するためのチューニング・フォークに関するもので、5章より成っている。ここでは本論文の主要部分である第2章のフィルタの概略、第3章のフィルタの伝送特性を中心にして簡単に説明してみよう。

第2章では、まずこのコム・フィルタに用いたチューニング・フォークの構造について述べている。この構造図を図1に示す。この図からも明らかなように、本チューニング・フォークのトランスジューサとしては、入出力端とも電磁駆動のコイルを用

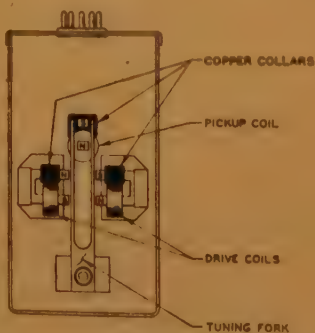


図1

いている。一般にこのようなトランスジューサを用いると、入出力端で電磁的な結合が生じ、その周波数特性が悪化する恐れがある。したがって、このような結合をさけるため各々のコイルは互いに直角になるように配置され、さらにピックアップコイルの両端に 0.01 μ F のコンデンサを接続して、約 40 dB の弁別率が得られることが述べられている。つぎに本論文では、このチューニング・フォークの挿入損失が入出力端が適

インピーダンスのときには、約 26 dB 入力側を低インピーダンスにすれば 12 dB であるといっている。さらにこのような極限性能のフィルタでは、チューニング・フォークの温度に対する周波数変動を除くことが重要な問題であるが、この点についてはチューニング・フォークをニッケル鋼と炭素鋼のはり合わせにより作り、-50°C から 100°C の範囲にわたり周波数変動を ± 50 PPM に抑えることができたと報告している。その他、本章ではチューニング・フォークの Q の調整法、および共振周波数に関する問題点についても言及している。

第3章では、まずこのチューニング・フォークの伝送特性

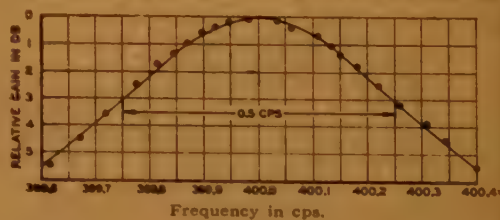


図2

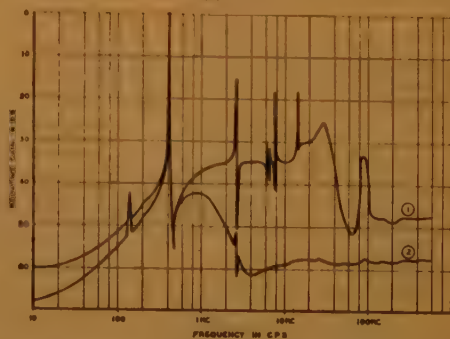


図3

が単同調回路のそれに一致することにつき述べ、その伝送特性の実測値がたとえば図 2 に示すようになることが述べられている。つぎに、このチューニング・フォーク・フィルタの周波数応答につき、10 c/s から 600 kc/s の範囲について実験した結果につき述べ図 3 に示すような応答を得ている。この図で曲線 1 は 0.01 μ F のコンデンサがない場合、曲線 2 はコンデンサを接続した場合を示している。なお本文では、ここで得られた結果についての詳しい検討が行なわれている。

AM 放送帯におけるコンパチブルステレオ方式

J. Avins, L.A. Freedman, F.R. Holt, J.H. O'Connell, J.O. Preisig & R.N. Rhodes: "A Compatible Stereophonic System for the AM Broadcast Band", R.C.A. Rev. 21, 3, p 299, (Sept. 1960). 吉田順作訳 [資料番号 5251]

AM 放送におけるステレオ方式として、本質的にステレオ情報で搬送波を FM する形の諸方式について検討した結果が述べられている。ステレオ情報にもつづく側帯波がモノホニック情報により AM されているものを multiplicative 方式、しからざるものを additive 方式と呼び、この両者に大別して考え得る。図 1 は前者、図 2 は後者の送信機の例をし

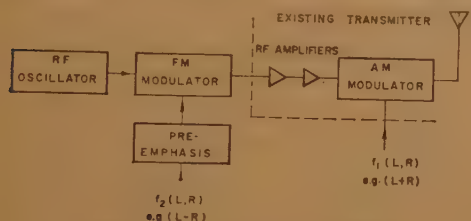


図 1 Multiplicative ステレオ方式送信機

	System Designation	Compatibility	Loss of Signal/Noise	Stereo Performance	Receiver Simplicity	Out-of-band Radiation
Additive 方式	Quadrature and Independent Sideband	Fair	3 db (approx)	Good	Complex circuits necessary to derive carrier and suppress squeal	Negligible
	Modified Quadrature	Good	3 db (approx)	Good	Complex circuits necessary to derive carrier	Negligible
Multiplicative 方式	AM-FM/AM	Good	2 db (approx)	Good	AFC required	Negligible
	AM-FM	Very good	< 1 db	Good	Simple FM detector	Negligible

図 3 4 方式の特性比較

広帯域磁気テープ記録装置

J.P. Pritchard: "Instrumentation Wideband Magnetic Tape Recording", Electronic Engng. 32, 394, p 762, (Dec. 1960). 谷村 洋訳 [資料番号 5252]

アンペックスのテレビジョン用 VTR を応用して広帯域の録画機を製作した。帯域は DC から 4 Mc/s ままで、回転ヘッドを用いて 2 インチテープ幅に垂直方向に録画し、テープ速度は 12 $\frac{1}{2}$ インチ/秒と 25 インチ/秒の 2 種あり、25 インチ/秒の場合にはトラックは 2 本になる。トラックの配置関係は図 1 に示す。装置はすべてトランジスタ化され、録画用

最後に本章では本フィルタの直線性および空間位置による共振周波数の変動につきその実験結果が述べられている。

なお同著者による本チューニング・フォークに関する製品紹介が下記の論文にのっているから参照されたい。

J.J. O'Connor: "Tuning-fork audio filter tunes electrically. Adjustment of frequency is accurate to 50 parts per million", electronics, 33, 19, p 66 (Dec. 2, 1960)

(柴山委員)

めす。

代表的な 4 つの方式について、コンパチビリティ、帯域外放射、ステレオ特性、SN 比および受信機の簡単さなどの評



(a) AM SIGNAL + (b) QUADRATURE = (c) ADDITIVE SIGNAL SIDE BANDS

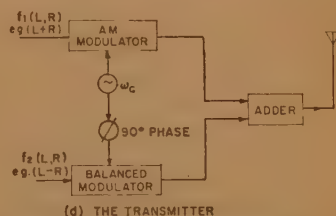


図 2 Additive ステレオ方式送信機例

価比較を行なったのが図 3 であり、AM-FM 方式（プリエンファシスされた L-R 信号で搬送波を FM し、これを L+R 信号で AM して合成信号を得る方式）が優位にあることがわかる。WNBC 放送局より AM FM 方式の電波発射を行なって実験した結果、従来のモノホニック受信機でのコンパチビリティと簡単な設計のステレオ受信機で良好なステレオ受信を行なうことができた。

(吉田(順)委員)

と再生用の装置が別々になっており、録画用は飛行機に積んで地上でこれを再生する。全体の系統図を図 2 に示す。ここで点線の部分は再生用の回路で、その他は録画再生共通である。

録画には FM を用いる。搬送波の中心は 6 Mc で 4 Mc を変調するためにビートの問題があるので図 3 に示すように 36 Mc で変調し、変換して 6 Mc にする。MR, MR₂ は可変容量ダイオードでこれにより FM が行なわれる。これをテープに録画するに当たりタイミングパルスを挿入する必要がある。図 4 に示すごとく、第 1 のヘッドがテープからはなれる直前で、かつ第 2 のヘッドがテープに付いた直後に信号

飽和域におけるトランジスタの新しい理論とスイッチングの諸問題

M. Carbonel: "Nouvelle Théorie du Transistor en Régime Saturé. Problèmes de Commutation", Ann. Radioelec. **15**, 59, p 78, (Jan. 1960).

垂井忠明訳 [資料番号 5253]

トランジスタの飽和域の特性を論ずるには、通常一次元模型により順方向および逆方向トランジスタの重ね合わせによって、著者はこれでは実際上不充分であるとし、飽和トランジスタを図1のような二次元模型で考えている。すなわち中心部はベース電流0の理想トランジスタ（この仮定は bulk の再結合による α の低下は無視できるのでエミッタ注入

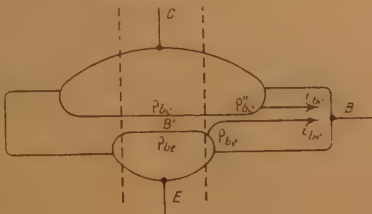


図 1

能率が1ならばよい)とし、その周辺部は単なるダイオード

であって後者がベース電流に寄与すると仮定する。このように仮定するわけは、飽和域では（エミッタダイオードの）大きなベース電流による自己電圧降下がベース内に発生し、この電位差分に対応するキャリア密度差がコレクタ中心部と周辺部の間に生じて無視できぬ効果をもたらすからである。エミッタ接合面およびコレクタ接合面でのキャリア比密度を主変数にとって回路解析を行ない、トランジスタの静特性を求め、実測の飽和域での静特性と比較し良く一致した結果を得ている。つぎに図2のような等価回路を導き、トランジスタ

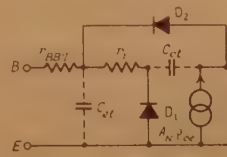


図 2

のスイッチ特性を計算している。いわゆる transient β や、storage time 等を求めているが、これらの算出にあたって特に目新しい所論

は見られない。なおベース域内に蓄積する電荷の計算には、コレクタ周辺部の寄与も考慮に入れるため、正方向とは別に逆方向のシャ断周波数 ω_i を導入している。

(垂井委員)

高入力インピーダンストランジスタ回路

I. Levine: "High Input Impedance Transistor Circuits", electronics, **33**, 36, p 50, (Sept. 1960).

垂井忠明訳 [資料番号 5254]

トランジスタ増幅器の設計において高入力インピーダンスかつ低雑音の増幅器を用いたい場合が多い。これにはたとえばエミッタフォロアを二段直結して (super- α トランジスタ) 得る方法もあるがこれではせいぜい数十 $M\Omega$ 止りであってトランジスタの選択やそのバイアス点の設定に難がある。ここで述べている方法はエミッタフォロアベースバイアス抵抗帰点、エミッタ抵抗帰点、およびコレクタに全て入力電圧と同相でや、小さい帰還電圧 ($V_F = AV_{in}$, $A < 1$) を与えて入力インピーダンスを向上している。この帰還電圧は図1に示

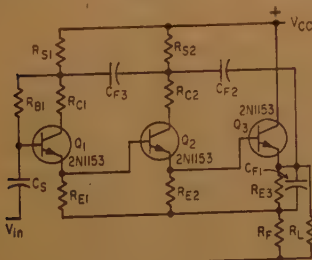


図 1

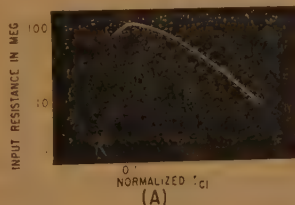
されるように三段のエミッタフォロア増幅器の終段エミッタより得ているが、かくすることにより入力インピーダンスは $1/(1-A)$ 倍になる。

図1の回路にシリコントランジスタを適用して $-50^\circ C$ より $+100^\circ C$ の動作範囲で 2,000 個の製品につき $30 M\Omega$ 以上の入力インピーダンスを得た。また入力換算雑音は上記温度範囲で $750 \mu V$ r.m.s. 以下とできた。なおエミッタフォロアは直結になっているので温度変化による動作点のズレを補償するため図1の R_F にはサーミスタが挿入されている。

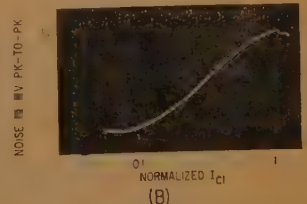
初段エミッタフォロアのコレクタ電流に対する入力抵抗および雑音電圧の変化は図2に示されている。

本器は出力インピーダンス $1,000 pF$ のアクセルロメータに用いるもので、この後に $5 cp-20 kc/s$ 帯域の3段帰還増幅器が接続される。

(垂井委員)



(A)



(B)

図 2

トランジスタの電荷制御パラメータに関する考察

J. Sparkes: "A Study of the Charge-controlled Parameters of Transistors", I.R.E. **48**, 4, p 1696, (Oct. 1960). 垂井忠明訳 [資料番号 5255]

近年興味を持たれてきたトランジスタに対する電荷制御の考え方の現段階における成果をまとめ、この理論における主要なパラメータを定義し、これらパラメータの動作点による変動を論じ、これらの測定法とその測定結果を検討している。この理論は結局ベース内の電荷を求めこの電荷の制御に

より特性を説明しようというもので、トランジスタの解析において当然取り得る一方法であるが、その具体的取扱いにおいて余りにも簡単なモデルより出発している嫌がある。しかしその反面一応現段階でまともではいる。また著者はここで電荷制御の考え方の限界についても二、三論じている。

さてスイッチパラメータとしてつぎの諸量を定義する。

1. τ_c (τ_{co} ; $V_{CB}=0$ のとき) コレクタ時定数 $Q_B = I_c \tau_{co}$ トランジスタを ON としたときベース域に流入する電荷とコレクタ電流 I_c との比

2. Q_V コレクタ接合部容量の充電電荷 (コレクタに負荷があるとき) Q_B, Q_V については図 1 参照

3. $Q_{ON} = Q_B + Q_V = I_c \tau_{co} + Q_V$ トランジスタを丁度 bottom まで達せしめるに必要な電荷

4. β (β_0 ; $V_{CB}=0$) 直流電流増幅率

5. τ_s 飽和時定数

飽和電荷はベースに蓄積し再結合で失われてゆく。これは余分のベース電流 I_{BS} で補充される。図 2 参照

全ベース電荷 $= I_c \tau_{co} + Q_V + Q_{BS}$

全ベース電流 $= I_c / \beta_0 + I_{BS}$ $\tau_s = Q_{BS} / I_{BS}$

OFF するには $Q_{BS} + Q_{ON}$ を除かねばならぬ。

6. "on demand" current gain β_s (いわゆる transient

β) $Q_{BS} \cong Q_B$ から $\beta_s = \tau_s / \tau_{co}$ (説明省略)

ついで各パラメータの細かい検討を行なっているが、こゝではトランジスタを一次元均一模形で考察し、extrinsic な抵抗分は一応除外している。このような条件のもとでパラメータの動作点による変動を論じ特にコレクタ時定数 τ_c について詳しい。 τ_c は微小電流ではエミッタ空乏層容量のため大となり、高電流レベルではベース域の conductivity modulation のため減少するわけで、これらの影響を理論的に考察して二三数値計算を行ない、実際と比較している。 Q_V, τ_s についても一応の表式を得ている。

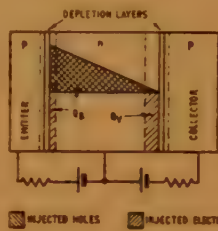


図 1

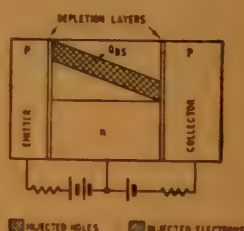


図 2

(垂井委員)

非常に速く読取れる記憶装置

T. Kilburn and R.L. Grimsdale: "A Digital Computer Store with Very Short Read Time", P.I.E.E. 107, 36, Pt. B, p 567, (Nov. 1960).

神田泰典訳 [資料番号 5256]

電子計算機の永久あるいは半永久記憶用として好適な、読取りのアクセス時間の極めて短い (100 mμs) 記憶装置について述べている。

2 種類試作され、一つは 20 万ビットの永久記憶装置で、プログラムライブラリ等に使用せられるもので、他の一つは 10 万ビットの半永久記憶装置で約 1 分間で全部の記憶内容を変更しうる。

原理は、図 1 に示すように磁心素子として、1 行をとりて送受信でトランスを構成し、この中にリニアなフェライト棒を入れて、両巻線を結合させるか否かで、1 か 0 かを表わす。読出しは一次巻線に電流を流すことにより、並列に二次巻線より情報が得られる。駆動線 R に電流を流せば、読取り線 3 と 5 に出力があり 1 と判定される。

この方法は普通の磁心記憶装置に比して 1 ビットあたりのコストが $1/10 \sim 1/100$ と推定され、また、く形磁心を使った磁心のようなスイッチング時間は本質的に必要としないから高速度となる。EDSAC II に使われた永久記憶装置に比べても、作りやすさ、情報の変えやすさ、読出時間、コストの点で優れている。

20 万ビットのものは、エナメル線を編んだもので、大きさは 54 inch × 8 ft になり、ここへ保線、役目とする磁束の帰路用の棒と情報用の棒 (1 mm φ 長さ 6 mm) を治具を用いて入れる。

10 万ビットのものは、やはり同様になっているが専用の機械を用いて自動的に情報を変えられるように工夫しており、フェライト棒 (1 mm φ 長さ 3 mm) は倍長の管の中に入れて、その管のどちらから空気を送りこんでセットする。100 ms で 104 ビットを同時に行なうことができる。

読出時間 100 mμs、サイクル時間 200 mμs というのはほとんど読出増幅器の帯域で決められてしまっている。最高スピードは駆動電流の立上り、フェライトの高周波での透磁率、信号の装置内での伝ばり時間等によって制限される。

この装置はプログラムライブラリの命令や重要数値の記憶に使えるので大形計算機の高速化に役立つと共に、固定プログラムの小形特殊計算機には有用であろう。

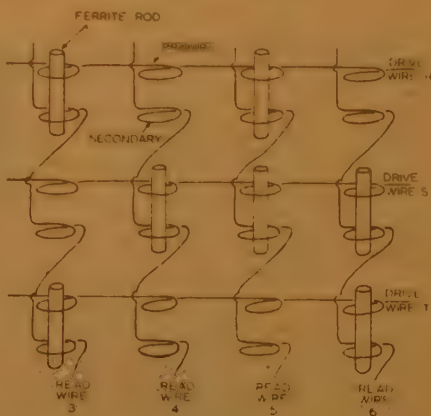


図 1

(吉田(金)委員)

サイクル時間の速いフェライトコアメモリ

D.B.G. Edwards, et al: "Ferrite-Core Memory Systems with Rapid Cycle Times," P.I.E.E. 107, 36, Pt.B, p 585, (Nov. 1960). 白鳥英一訳 [資料番号 5257]

現在使用されている、く形履歴のフェライトコアを使ってサイクル時間を $2\mu\text{s}$ 以下にするための色々の方法について解説してある。1ビット当り2個のコアをペアにした語選択の方法を主として述べてある。この場合に partial-flux switch-

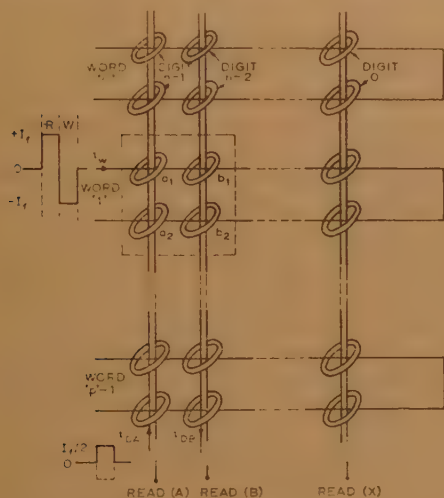


図 1 基本的なシステムの結線図

ing を用いると最も有望であって、1024 語 (1 語は 52 ビット) でサイクル時間が約 $1.6\mu\text{s}$ 、100 語位の小容量のものはサイクル時間が $0.6\mu\text{s}$ 以下にすることが可能である。図1のように1ビットに2個のコアを使ってコア a_1 が1でコア a_2 が0のとき A ビットは "1" を表わし、コア $b_1=0$ 、コア $b_2=1$ のとき B ビットが "0" を記憶していることにする。このように2個のコアを組にして1ビットを表現すると、(a) 逆起磁力が記憶パターンに無関係になるので駆動回路の設計が容易になる。(b) 読取りの S/N が大きい。(c) 半選択の語からの妨害が小さい。(d) Partial flux switching 方法を採用できる。等の利点が生ずる。Partial flux switching 方法ではコアの一つの飽和状態を基準状態として読取りサイクルで二つのコアとも、この基準状態に駆動する。書き込みサイクルでは両コアとも磁化されるけれども、一方のコアは他のコアよりも少ししか磁化されなく、しかも大きい方でも完全な反転の約 25% の磁束変化しか起こらないように磁化を制限する。読取り信号は両方のコアの相対的の磁化状態にだけ関係

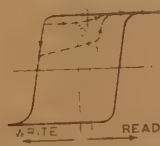


図 2 Partial flux switching の動作ループ

して絶対値にはよらない。この方法によると駆動電力が少なくて高速で動作させることができる。温度に敏感なのでスイッチコア、メモリコア共に油に入れることが望ましい。メモリの容量に対する制限はコアの性質によるのではなく、駆動するトランジスタの性能によって決まる。近いうちに 4096 語、サイクル時間 $1\mu\text{s}$ のものが可能であると思われる。

(吉田(金)委員)

不均一減速電界のある反射形クライストロンの理論

K.H. Kupferschmidt: "Zur Theorie des Reflexklystrons mit inhomogenem Bremsfeld," AEÜ 14, 11, p 477, (Nov. 1960). 末松安晴訳 [資料番号 5258]

単純化された反射形クライストロンの理論では多くの仮定が用いられているが、共振グリッドとリペラ間の減速電界が一様であるとするのもその一つである。この論文では、空間電荷効果を見直し、減速電界の分布を $E(x) = E_0 e^{ax}$ と仮定して (x は管軸方向の座標で a は定数)、反射形クライストロンの特性の検討をしている。

上記の電界分布から r という係数を導き、これで減速電界が不均一であることの効果をすべて表わす。すなわち、集群係数と電子アドミタンスは均一電界で求めた結果の r

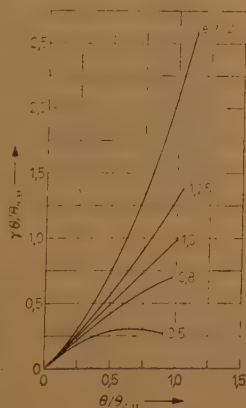


図 1

倍になり、発振開始電流と電子効果率は r 分の 1 倍になる。本文では $a > 0$ と $a < 0$ の場合について r を求めて電子アドミタンスをリペラ電圧の関数として計算している。

図 1 は高周波電界がない場合の電子走向角 θ と r の関係 (θ_{\max} は一様減速電界の場合の最大電子走向角) について求めたものであり、図 2 は電子効率 η と速度変調度 β との関係を示す。 $a > 0$ では電子効率は均一電界の場合に比べて大きく、出力も大きい。しかし発振開始電流も大きくなる。

反射形クライストロン 6BM6 (シルバニヤ製) の電子アドミタンスを、電流を下げて空間電荷効果を少なくして測定した結果によれば、理論的検討の結果が裏付けられたと述べている。

(末松委員)

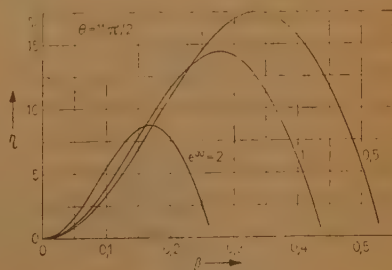


図 2

直流励振による Quadrupole 増幅器 —その波動的解析—

A.E. Siegman: "The DC Pumped Quadrupole Amplifier—A Wave Analysis", I.R.E., 48, 10, p 1750, (Oct. 1960). 大越孝敬訳 [資料番号 5259]

Gordon, Buchsbaum, Feinstein らによって提案された直流励振形の Quadrupole 増幅器の解析である。これは思想的には Adler 形のパラメトリック増幅器から派生したもので、ポンプ波(高周波)で励振を与える代わりに、Quadrupole に段階的かあるいは連続的な「ひねり」を与えるものである。増幅はいわゆる Slow Cyclotron 波と Fast Cyclotron 波の間の結合によって起こり、DC 電界との間にはエネ

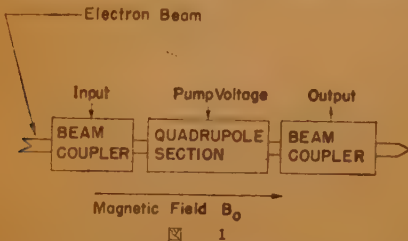


図 1

100 および 256 素子の陰極線スイッチ管

R. Kalibjian and G.F. Smith: "Cathode-Ray Switch Tubes with 100 and 256 Elements", Trans. I.R.E., ED-7, 4, p 189, (Oct. 1960). 小田川嘉一郎訳 [資料番号 5260]

ビームスイッチ管は従来も数種類発表されているが、こゝでは 100 および 256 素子をもつスイッチ管について設計理論や構造、特性などを記してある。スイッチ管は多数のチャネルから信号を選び出すのに使用される。また、このスイッチ管を用いて計算機のフェライトコアのマトリクスや、エレクトロミニセント表示板の水平、垂直のマトリクスなどに信号を供給することができる。

管の構造を図 1 に示す。ビームスイッチ管は、簡単な定電流分配器であり、電子ビームはターゲット内の任意の素子へ

ルビ授受がない。その意味で原理的には速度跳躍増幅管に類似しており、良く使われる「直流励振によるパラメトリック増幅器」なる名称は誤解をまねきやすい。全体の構造を図 1 に示す。

まず、①小信号理論、②増幅度がある程度より小さい、等二、三の仮定のもとに波動的な取扱いによる解析を行ない、増幅度の理論式を導くと同時にその機構を明らかにした。計算の結果によれば増幅度 G [dB] は

$$G = A + 8.68 \frac{\eta K}{\omega_c u_0} L \text{ [dB]}$$

で与えられる。(A: 入力結合損失, $\eta = e/m$, ω_c : サイクロトロン角周波数, u_0 : 電子流直流速度, K : Quadrupole に与えられる直流電位差に比例する量, L : Quadrupole の長さ) A は入力ビーム結合器を良く設計すれば 0 にできるが、一般には負の値となる。

論文の後半では設計数値例が示され、また本増幅器の一変形で雑音変換器に使える装置について述べられている。さらに雑音の問題に言及し、この機器は通常の Slow Wave 増幅器なみの雑音特性しか持っていないが、Cyclotron 波の雑音に対しては有効な軽減法が別途に考えられるので、その点でも将来性があることが述べられている。(秋山委員)

μ電流に対してスポットの大きさは空間電荷による広がり、偏向によるぼけ、集束レンズの収差、クロスオーバーの大きさおよび拡大率などにより決定される。またクロスオーバーの大きさは電子銃の寸法、空間電荷、初速度分散などにより決められる。

集束レンズとターゲット面との間の領域において、空間電荷と偏向によるぼけを考慮して計算を行ない、最大電流を得るためには、なるべく管の寸法を小さくした方がよいことが示されている。しかし多数の取り出し線をもったターゲット部の構造や、クロスオーバーの寸法が有限であることなどから、実際の管はある程度よりも小さくはできない。

ターゲット部は 0.12 インチ間隔で、縦横 10 本ずつ合計 100 本の出力端子をもったものと、0.075 インチ間隔で縦横 16 本ずつ合計 256 本の出力端子をもったものがつくられた(図 2)

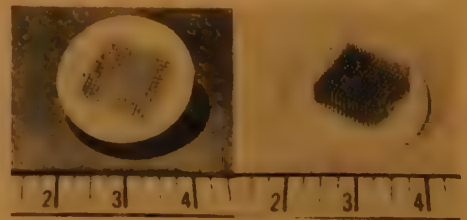


図 2 256 端子のステム

これらの端子はコバールでできており、その管内側には各要素ごとにアルミニウムの小さなターゲットが蒸着されている。管径は両方とも 2 1/4 インチで、管長は前者が 9 インチ、後者が 11 インチであり、加速電圧は 2 kV で、最大出力電流は前者が 3 mA、後者が 0.75 mA である。

(沢山委員)

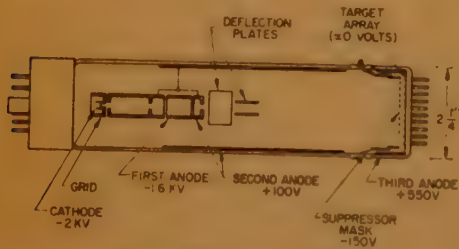


図 1 陰極線スイッチ管の構造

静的に偏転される。サブプレッスマスクは、ターゲットに比べて負の電位に保たれており、ターゲットからの二次電子の再分布を防止している。グリッドを減調してビーム電流を変化したり、もどりの制御カットオフしたりできる。

設計に当っては低い電圧を用いて、できるだけ小さいスポットで大きなビーム電流を得ることを目標とした。あるビー

集束形ピアス電子銃のグリッドレンズ効果

D.W. Shipley: "The Grid Lens Effect in Convergent Pierce Guns", Trans. I.R.E., ED-7, 4, p 195, (Oct. 1960). 川村光男訳 [資料番号 5261]

普通の集束形 Pierce 電子銃では、陽極孔のために陰極陽極間の電位分布が理想的な Langmuir 電位分布より小さい値となる。陰極近傍の電位分布を Langmuir 分布におさえるために、陰極近傍に等電位線に沿って球状のメッシュ・グリッドを設けることができる。いまこのグリッドの電位をその位置に相当する Langmuir 電位とするならば、このグリッドの両側の電位傾度が互に異なるから各メッシュ素子が一つの静電レンズとなり、実際の電子軌道がこれによって変位を受ける。本論文はこのようなメッシュ・グリッドが存在する場合の電子軌道を Cutler-Hines の理論を拡張して理論的に計

算し、そのグリッド・レンズ効果を論じたものである。電子軌道の計算は二つに分かれ、まず電子がグリッドを通ったときに受ける軌道のまがり、すなわち焦点距離を Davisson-Calbick の式を作って計算する。つぎにこのようにグリッドの位置でじょう乱された電子が理想ビームの流れの中を動くときの電子軌道の変化を、Cutler-Hines の理論を用いて計算してある。グリッドレンズは発散レンズであるから、陽極より先の任意の位置でのグリッドメッシュ素子の像は理想的層流の場合より大きくなり、したがって電流分布も理想ビームの場合とは異なる。本論文の後半は各グリッド・レンズの効果を重ね合わせることによって電流分布を計算する方法について述べ、最後に具体的な電子銃設計の例をあげてグリッド・レンズの効果が電流密度分布に及ぼす影響について述べている。(末松委員)

電位最小面の高周波雑音への影響

J.R. Whinnery: "High Frequency Effects of the Potential Minimum on Noise", Trans. I.R.E., ED-7, 4, p 218, (Oct. 1960). 小山次郎訳 [資料番号 5262]

電子ビームを使用するマイクロ波管(たとえば進行波管)の雑音源の特性を明らかにするため、カソード近傍の電子流中の雑音が多くの研究者によって理論的に解析されてきた。しかしこの部分の電位分布はきわめて複雑で、しかも電子は熱的な速度分布をもっている。研究者によってそれぞれ異なる仮定のもとに解析が行なわれ、したがって得られた結果も多少違いがある。この論文では比較的簡単な仮定のもとに、空間電荷制限状態にあるカソード近傍の電位がショット雑音にどのように影響するかを解析した。

この解析で使った手法は、まず雑音の原因となる電子群がある速度でカソードを出発し、電位最小面を通りアノードに向かう間に、他の定常な電子流の内臨界速度の電子(電位最小面をやっと通過できる速度の電子)におよぼす影響および、その二次的影響を計算して、最初のじょう乱電子によって起こる補償電流の時間的変化を算出した。これによって電

位最小面を通過する全雑音電流(最初のじょう乱電子による雑音電流と補償電流を加えたもの)の周波数特性を求め、従来の結果と比較するのに用いた。この解析によって得られたおもなる結論はつぎのようなものである。

(1) 臨界速度の電子によるじょう乱だけを考察しても、この雑音現象を相当よく説明できる。(2) アノードとカソード間が無長大のときは、外部回路が高周波的に短絡されても開放されても同じ結果が得られる。(3) Tien-Moshman によって得られた雑音電流の周波数特性に現われるいわゆる Tien-Dip は、かれらがカソードとアノード間隔が有限で短絡されているために現われたものと考えることができる。アノードとカソード間が有限の場合は雑音電流の周波数特性に周期的変動が現われることから、このことが推定できる。(4) カソードへ引返してしまう電子はその往復に要する時間が $\frac{1}{4}$ サイクルになると重要な影響をおよぼす。

以上の理論は上の計算に用いた平行平板電極の場合だけでなく、M 形電子銃の雑音へまたは新しい雑音の低減方法などを考える場合に役立つ。そして一層正確な計算と実験によって、さらに妥当なカソード近傍のモデルを作り出すことが必要である。(沢山委員)

ゲルマニウムの表面トラップと雑音の関係

L.S. Sochava and D.N. Mirlin; "The Relationship between Excess Noise in Germanium and Surface Traps", Soviet Phys.-Solid State, 2, 1, p 18, (July 1960).

ホールー起電力探針の電圧感度について

V.V. Galavanov; "The Voltage Sensitivity of Hall-EMF Probes", p 55, 阿部 寛訳 [資料番号 5263]

第 1 の論文

ゲルマニウムの過剰雑音については McWhorter らの理論および実験があるが、本論文ではこのモデルを電場効果の周波数特性と過剰雑音のスペクトラムを同じ試料について比較検討を行なっている。

規格化された過剰雑音強度スペクトラムは

$$F(\omega) = \frac{\text{const}}{\omega^n}$$

とかけるが、ここで $n \approx 1$ である。このとき緩和時間分布密度は、

$$g_1(\tau) d\tau = \text{const} \cdot \frac{d\tau}{\tau^{1-n}}$$

となる。一方 (τ_1, τ_2) の区間にわたる緩和時間領域が存在する場合の電場効果周波数特性は、分布密度が $g_1(\tau)$ のとき、

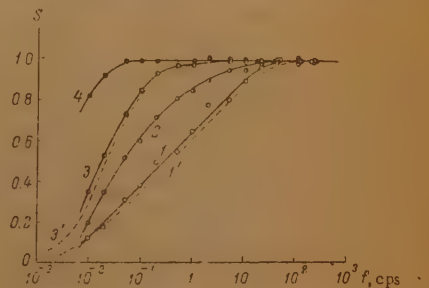


図 1

$$S(m) \approx \left| \int_{-1}^1 \frac{i \omega \tau}{1 + i \omega \tau} g_2(\tau) d\tau \right|$$

て与えられる。前記のモデルでは $g_1(\tau)$ と $g_2(\tau)$ とは同じものでなければならない。実際の実験と理論の比較は、図 1、図 2 のごとくで両者間に対応はなく、過剰雑音は McWhorter のモデルでは説明できないことが示されている。

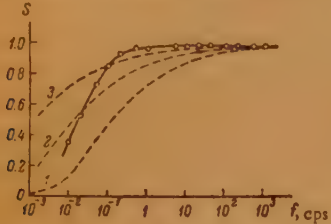


図 2

第 2 の論文

ホール起電力探針の電圧感度 γ は、

$$\gamma = \frac{V_{max}}{H} = Rjd \cdot 10^{-8} \text{V/oersted}$$

で定義される。ここで j は探針を流れる電流密度 (amp/cm²)、 d は探針の幅 (ホール電極間距離) で R はホール係数である。所でホール起電力が大きな温度依存性をもときにはその補償は容易でなく、磁場測定に用いる場合には温度係数と最大感度の両方を考慮した探針を選ぶ必要がある。探針の温度変化による許しうるホール起電力の変化を仮定し

$$\frac{V_{max}(T_0) - V_{max}(T)}{V_{max}(T_0)} = \frac{R(T_0) - R(T)}{R(T_0)} = 1 - \alpha_0$$

とおくと、ホール係数の mixed conduction 領域における理論式から不純物濃度の最小値が次式で決定できる。

$$N_{min} = \frac{2n_i(T)}{\sqrt{2y(T) + [y(T)]^2}}$$
$$y(T) = \frac{2\alpha_0 b - b + 1}{\alpha_0(b + 1)} \cdot \left[1 + \frac{4\alpha_0 b^2(1 - \alpha_0)}{(2\alpha_0 b - b + 1)^2} \right]$$
$$R_m = \frac{A}{ecN_{min}}$$

b : 電子と正孔の易動度の比 A : const.

γ に関しては、

$$\gamma = \sqrt{A\mu_i R_m P_m} \cdot d \cdot 10^{-8} \text{V/oersted.}$$

の形の方が便利である。 $P_m = 2 J T q l t$ は、探針の最大消費電

注入による熱輸送

V.I. Stafeyev, "Injection Heat Transfer", Soviet Phys.-Solid State 2, 3, p 406, (Sept. 1960).
阿部 寛沢 [資料番号 5264]

この論文は、 $p-n$ 接合をもった半導体ダイオードにおいて再結合の種々の条件のもとで、熱輸送効果が生ずるメカニズムを検討したものである。無方向の電流が流れるとき半導体と金属との接合のうち一方はホールの、また他方は電子の発生がみられ、この接合間では両者の再結合が行なわれ、 d を p -または n -領域の幅、 L を接触距離として簡単のため $d \ll L$ と $d \gg L$ の特別な場合について解析しているが、このダイオードのモデルは図 1 のごとく考えられる。したがってこのようなダイオードで無方向の電流が通るときは、半導体-金属接触でエネルギーの吸収があり、 $p-n$ 接合で放

力であり、 u_1 は電子の易動度である。(ドナー形不純物を含む場合) Ge, InAs, InSb に関するデータをつきに示す。

表 1

Crystal	$n_1(T) \text{ cm}^{-3}$	$n_1 \text{ cm}^{-3}$ ($T = 300^\circ \text{K}$)	N_{imp} cm^{-3}	R_m cm^2/ohm	$\mu_1 \text{ cm}^2/\text{sec}$	ρ ohm-cm	γ $\mu \text{V/oer}$
Ge	2 $9.7 \cdot 10^{15} \cdot T^{\frac{3}{2}} \times 10^{-3}$ $\times e^{-\frac{0.01}{T}}$	$1.25 \cdot 10^{16}$	$1.5 \cdot 10^{15}$	5700	3600	1.3	175
InAs	10 $2.7 \cdot 10^{15} \cdot T^{\frac{3}{2}} \times 10^{-3}$ $\times e^{-\frac{0.01}{T}}$	$4.5 \cdot 10^{16}$	$3.2 \cdot 10^{16}$	230	75000	0.008	92
InSb	10 $6 \cdot 10^{15} \cdot T^{\frac{3}{2}} \times 10^{-3}$ $\times e^{-\frac{0.01}{T}}$	$4 \cdot 10^{16}$	$2.8 \cdot 10^{16}$	26	60000	0.003	48

以上のほか、本号の半導関係の論文として特徴のあるものを取り上げると、まず第 1 に CdTe で作った $p-n$ 接合 photocell⁽¹⁾⁽²⁾ についてその $V-I$ 特性、太陽電池としてのエネルギー変換効率 (4%)、紫外線、X 線に対する感度のすぐれていることがのべられている。また $\text{As}_2\text{Se}_3\text{-As}_2\text{Te}_3$ ⁽³⁾ 系のガラス状半導体の粘性と活性化エネルギーに関する論文、低温⁽⁴⁾におけるゲルマニウムの thermal-expansion 係数が負になるという anomalous な温度依存性に関する実験 ($T < 48^\circ \text{K}$)、ZnSe-CdSe 系⁽⁵⁾ についてその組成によって結晶が Zinc blend 形から Wurtzite 形に構造変化をおこして行くときの内部光電効果のスペクトラム分布、格子定数、エネルギーギャップの変化の実験観察等があり、実に広い領域にわたって着実な研究がすすめられていることが良くわかる。

- (1) Yu.A. Vodakov, G.A. Lomakina, G.P. Naumov, and Yu. P. Maslakovets; "A $p-n$ junction photocell made of cadmium telluride." p 1~
- (2) Yu.A. Vodakov, G.A. Lamakina, G.P. Naumov, and Yu.P. Maslakovets; "Properties of $p-n$ junctions in cadmium telluride photocells".
- (3) B.T. Kolomiets and V.P. Pozdnev; "Vitreous Semiconductors. 7. Viscosity of vitreous semiconductors of the $\text{As}_2\text{Se}_3\text{-As}_2\text{Te}_3$ system".
- (4) S.I. Novikova; "Thermal expansion of germanium at low temperatures".
- (5) B.T. Kolomiets and Chun-min gLin; "spectral distribution of the internal photoelectric effect in the ZnSe-CdSe System". (三宅, 阿部, 垂井委員)

出がおこる。放出されるエネルギー Q_{np} は、

$$Q_{np} = E_g - qV_o + 4kT + qV_o$$
$$= E_g + E_n + 4kT + qV_o$$

で、こゝで $E_g = kT \ln \frac{2}{N_A} \left(\frac{2\pi m_e kT}{h^2} \right)^{3/2}$

$$= kT \ln \frac{n_0}{N_A} + \frac{3}{2} kT \ln \frac{m_p}{m}$$
$$E_n = kT \ln \frac{n_0}{N_D} + \frac{3}{2} kT \ln \frac{m_n}{m}$$
$$n_0 = 2 \left(\frac{2\pi m kT}{h^2} \right)^{3/2}$$

N_A, N_D : ホール領域のアクセプタ、電子領域のドナー濃度、 m_p, m_n, m : 有効ホール、電子質量および自由電子質量、である。したがって $|V_o| < \frac{kT}{q} \left\{ 4 + \ln \frac{n_0^2}{N_A N_D} + \frac{3}{2} \ln \frac{m_p m_n}{m^2} \right\}$

ならば $p-n$ 接合で冷却が起こるわけである。これからペルチェ係数, 微分熱起電力 α が

$$\pi = \frac{Q}{I}, \quad \alpha = \frac{\pi}{T} \quad \text{としてそれぞれ与えられる。}$$

各接合におけるキャリアの輸送と再結合を考慮すると, $d/L < 0.5$ のダイオードでは $d/L > 1$ のダイオードに比べて熱は逆方向に輸送されることがわかり, $d/L > 1$ では順方向電流は, 金属接触を冷却, $p-n$ 接合を熱するが, $d/L < 1$ では $p-n$ 接合は冷され, 金属接触はあたためられる。また $N_A \gg N_D$ の場合には, 電流はホール成分のみを考えればよく, このとき p -領域の冷

却と $n-M$ 接触での熱の放出がみられる。このような条件のもとでの温度差の最大値をゲルマニウムにとってみると,

$\Delta T_m = 6 - 0.4 Q_0 (Q_0 \text{ Watt の単位})$ となり, ここで Q_0 は, $M-p$ 接触以外からはこび込まれた熱である。したがってゲルマニウム, シリコンのような高い熱伝導をもつものでは冷却系としての実用性はないが, 材料を適当に探すことにより十分実用に供されるものとなろう。その他注目すべき半導体関係の論文としては, $Tl_2Se^{(1)} \cdot As_2 (Se, Te)_3$ 系のホール効果に関する論文, 遷移金属⁽²⁾ の合金半導体に関する基本的論文, 磁場⁽³⁾ のある場合の半導体におけるプラズマの理論, ゲル⁽⁴⁾ マニウム単結晶からの二次電子放射と電子の弾性反射に関する論文等がある。

高分子単結晶の形状

D.H. Renker and P.H. Gell: "Morphology of Polymer Single Crystal," J.A. Phys. **31**, 11, p 1916, (Nov. 1960). 小林駿介訳 [資料番号 5265]

Polyethylene, および polyoxymethylene の結晶を, 各々 tetrachlorethylene, および dimethyl phthalate を溶媒と

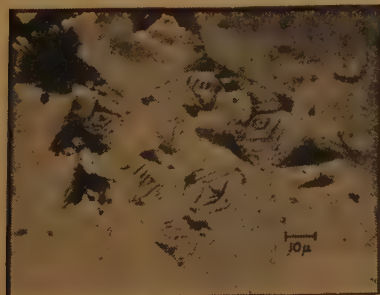


図 1



図 2



図 3

(1) は, 電流キャリア易動度の考え方を vitreous semiconductor に適用するときには, その伝導メカニズムがはっきりしていないために注意を要し, もし, 不純物伝導を無視するとすると, 結晶半導体の真性伝導との類似がおきてホール効果から得た易動度は実は易動度の差となることが指摘されている。

(2) は, 遷移金属についてこの系における半導体 phase を形造る 2 つの磁界条件を示している。1 つは遷移金属原子の d -電子のエネルギースペクトラムの変化の可能性と結びつくもので, 第 2 は合金内で金属原子がハイブリッドな d^2sp^3 ボンドを形造ることである。これをもとにしてこの合金の伝導の性質を $NiAs$, $NaCl$, $CrSi_2$, $MoSi_2$, FeS_2 形に分けて説明している。

(3) は, Green 関数の方法によって定常磁場中における非縮退電子プラズマのふるまいを記述しており, プラズマ振動のスペクトラム, 磁場による外部電場のスクリーンへの影響等が取り扱われる。

(4) は, 入射電子のエネルギーが $1 \sim 50 \text{ eV}$ にわたる slow な場合の二次電子放射および弾性反射をとりあつたもので, 単結晶ではフィルムの場合と放射の性質がことなること, 二次電子放射係数は一次電子のエネルギーに対して微細構造をもっていること, 弾性反射係数は, 一次電子のエネルギーが 8 eV の付近で最大となり, それから以後一様におちることが明らかにされる。

- (1) B.T. Kolomiets and T.F. Nazarova; "Hall effect in vitreous materials of the $Tl_2Se, As_2(Se, Te)_3$ system," II, p 369~
- (2) L.D. Dudkin; "Crystal-chemical characteristics of semiconducting compounds of transition metals", p-371.
- (3) V.L. Bonch-Bruевич and A.G. Mironov; "On the theory of electron plasma in a magnetic field.", p 454.
- (4) A.R. Shul'man and D.A. Ganichev; "Secondary electron emission and elastic reflection of electrons from germanium single crystal at small electron energies", p 495.

(三宅, 阿部, 垂井各委員)

して, 蒸発法によって作ることができる。

結晶は大きさ数 μ で, 成長の様子や構造は光学顕微鏡および, 電子顕微鏡, 電子回折で調べられた。

図 1 に polyethylene 結晶の光学顕微鏡像を示す, これは成長速度を遅くした場合でピラミッド形をしている。速度を速くしたときは薄板状のものが重なった形で得られる。(図

2). このような成長の様式の解釈として、束状の分子が非同平面的に積み重ねられる構造を提案している。

高電流密度注入の時のゲルマニウムおよびシリコントランジスタの散乱および熱雑音
B. Schneider and M.J.O. Strutt: "Shot and Thermal Noise in Germanium and Silicon Transistors at High-level Current Injection", I.R.E. 48, 10, p 1731, (Oct. 1960). 垂井忠明訳 [資料番号 5266]

ゲルマニウムおよびシリコントランジスタ、あるいはダイオードの散乱および熱雑音は、小電流密度においては理論と実験の良好一致が見られる。(M.J.O. Strutt 一派と Van der Ziel の論文)。ダイオードの平均自乗雑音電流は

$$i_n^2 = [4kTR_c(Y) - 2qI]Jf \quad (1)$$

トランジスタでは雑音指数 F は

$$4kTR_cF = 2qI_c \left[\frac{R_b + Z_o + 1/y_{11}}{\alpha_{fb}} \right]^2 - 2qI_E [R_b + Z_o]^2 \quad (2)$$

シリコンの場合は散乱雑音の項(第二項)をある係数 m で割らねばならぬ。(これは空乏層でのキャリアの生成-再結合の影響による。)

しかるに高電流密度の場合のトランジスタ雑音を実測してみると、低周波においては式(2)より求まる雑音指数と良く一致するが、高周波では実際の方が相当に大きな雑音となっている。この理論との食い違いは高レベル注入での雑音理論の不備というよりも低周波でよく一致するところから見て、主として高電流レベル注入での接合部の等価回路が間違っているためと考えた。事実ダイオードにおいて高レベルでは誘導性になることが知られている。しかし、高電流レベルでの接合部の等価回路の完全な理論的導出はない。幸い対称接合の場合について、E. Spenke のものがあるので、これを一般の非対称ダイオードに付き拡張し図1のような等価回路を導いた。この等価回路の示すインピーダンスは実際の(試験用)ダイオードを非常によく説明できた。

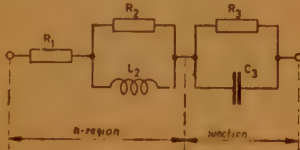


図 1

拡散形 Si および Ge ダイオードのなだれ破壊電圧

C.D. Root, D.P. Lieb and B. Jackson: "Avalanche Breakdown Voltage of Diffused Silicon and Germanium Diodes", Trans. I.R.E. ED-7, 4, p 257, (Oct. 1960). 山口幸夫訳 [資料番号 5267]

なだれ破壊電圧 V_{ab} は、少し電圧を増したら急激に電流が増加するところの電圧である。その条件は $\int_{x_n}^x \alpha(E) dx = 1$ で与えられる。 $\alpha(E)$ はイオン化率で電圧 E の関数である。 x_n, x_j は空間電荷領域の境界である。この論文では、Si については McKay のデータ⁽¹⁾ (正孔と電子のイオン化率を等しいと仮定している) Ge では Miller のデータ⁽²⁾ を用いて

図3に polymethylene 結晶が、らせん転位を中心にもつ渦巻成長をした例を示す。(青木委員)

そこでこの等価回路をもとに接合部(図1の R_b, C_b)につき式(1)が成立するとしての雑音抵抗の計算とその実測との比較を図2に示す。低周波でのズレはフリッカによると見

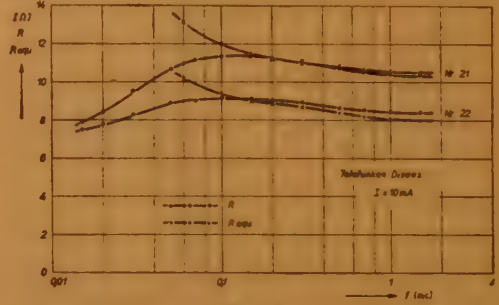


図 2

られ良く一致している。つぎにトランジスタの接合部についても高電流レベルで同様な等価回路が成立つとして雑音指数を求め実験と比較したところ、高周波においても今までよりも非常に良好一致を見た。図3のごとくで点が実測、線が計算である。(なおこの高レベル等価回路の各素子の値はアナコンを用い実測のアドミタンス値とよく合うように定めたという。)

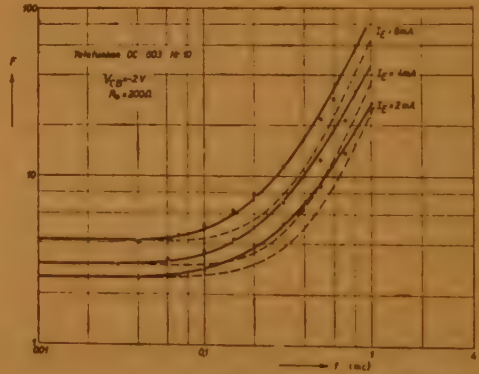


図 3

(青木委員)

いる。

不純物を拡散させるときの条件が定まれば、Gauss の誤差関数を用いてダイオードの不純物分布 $C(x)$ がわかる。したがってポアソンの方程式を解いて $E(x)$ が知れる(図1)。 $\alpha(E)$ は McKay, Miller のデータにより与えられているから、上の積分を行なうことができ、その値が1になるように正しい x_n の値を選べば V_{ab} が決定できる。

上の過程をそのまま計算するのは相当複雑なので、傾斜形接合の場合に近似して、IBM-650 計算機を用いて実際に解き、種々の拡散パラメータの値に対して、 V_{ab} の値を直読できるようにグラフに示している(一例として図2)ここで N_b は母体の不純物濃度、 x_j は拡散の深さ、 C_s は表面での不純物濃度。

この論文は全く理論的な取扱いを示しているもので、実験とどの程度一致するかには全くふくれていないが、興味深い。

(1) K.G. McKay : Phys. Rev. **84**, p 877, (1954).

(2) S.L. Miller : Phys. Rev. **105**, p. 1246 (1947).

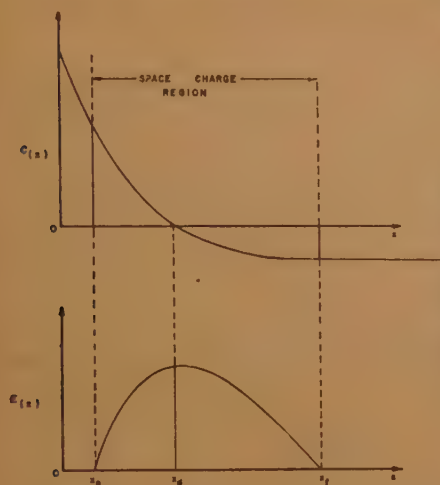


図 1

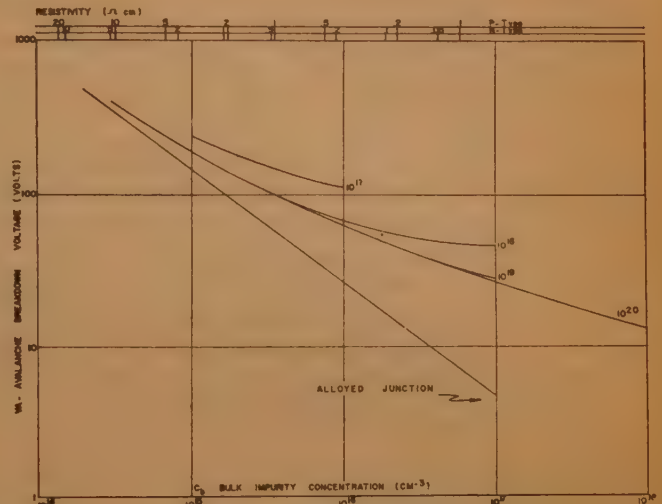


図 2

(青木委員)

Ta コンデンサに関するシンポジウム

W.M. Allison, et al. : "Symposium on Tantalum Capacitors", Trans. I.R.E., CP-7, 3, p 88, (Sept. 1960). 佐々木 甫訳 [資料番号 3786]

軍用や産業機器に使用する小形チューブラー Ta コンデンサのシンポジウムの概要で、一般特性並びに使用上参考になる事項が多々述べられている。Ta コンデンサには、(1) 箔形 Ta 電解コンデンサ、(2) 湿式焼結 Ta 電解コンデンサ、(3) 固体 Ta 電解コンデンサの 3 形式がある。最高使用電圧は箔形が 150 V で最高、静電容量は固体形が $\pm 5\%$ まで可能であり、最高使用温度はいずれも 125°C までであるが固体形はさらに期待し得る。寸法は湿式焼結形の能率が最も良い。

箔形 Ta 電解コンデンサは巻回構造を持ち、長時間使用しても Ta 酸化物誘電体は電解液に不動であって、ケース密封材において透過や拡散による電解液の損失がない限り長寿命が保証できる。脈動電圧許容値は図 1 および表 1 を利用して求め、高信頼度が要求される場合には得られた値を 0.3 倍す

る。信頼度に関しては図 2①、図 3①に電圧と温度の故障率に及ぼす影響が示されている。

表 1

Frequency in cps	Derating Factor	Temp ($^\circ\text{C}$)	Derating Factor
120	0.655	45	0.865
400	0.304	65	0.700
10^4	0.170	85	0.527
10000	0.034		

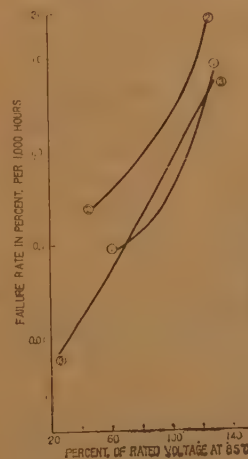


図 2

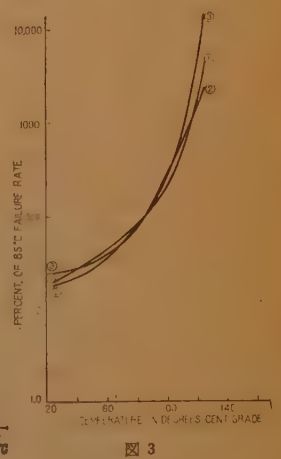


図 3

湿式焼結 Ta 電解コンデンサは漏れ電流は最も少なく、1 年間無電圧で室温放置後定格電圧を印加し、漏れが規格値以下になるには 10 秒を要するに過ぎない。逆電圧に弱く、無極性のいわゆる背面合わせ構造のものは使用に耐えない。故障

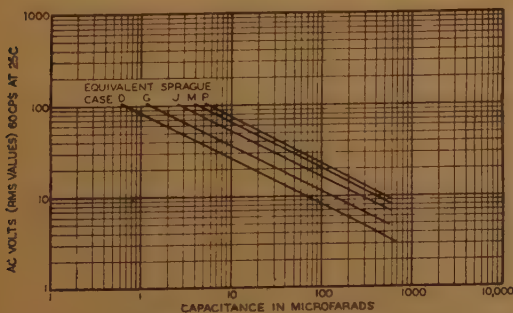


図 1 Maximum Permissible ac Voltage (rms)

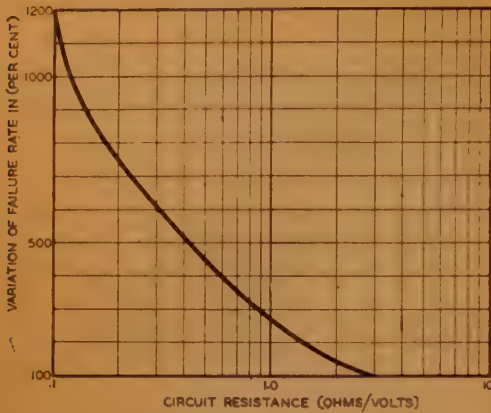


図 4

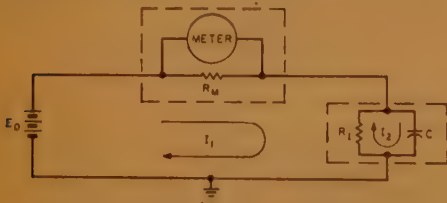
は電解液中の揮発成分がケース密封部を通して蒸発するため

コンデンサの漏れ抵抗測定における過渡現象の影響について

R. W. France: "The Transient Effect in Capacitor Leakage Resistance Measurements", Trans. I.R.E., CP-7, 3, p 106, (Sept. 1960).

佐々木 甫訳 [資料番号 5269]

近時コンデンサ使用に際し、時間の関数としての漏れ抵抗の値を考慮する必要が起って来た。しかし従来のデータは以下に述べる理由から必ずしも信頼できるものではない。すなわち誘電体吸収等を考えない場合においても、メータの入力抵抗値が大きいと過渡現象を起こすからである。



E_0 —test potential

C —Capacitance of test capacitor

R_M —meter input resistance

R_I —insulation resistance of test capacitor

$E_C = E_0(1 - e^{-T/RMc})$

図1 コンデンサの漏れ抵抗測定回路

通常図1のような回路で測定され、漏れ電流は式(1)で示される。

$$I_1 = \frac{E}{R_M + R_I} \quad (1)$$

しかし回路方程式から計算すると

$$I_1 = \frac{E_0}{R_M + R_I} + \frac{E_0 R_I}{R_M(R_M + R_I)} e^{-T(R_M + R_I)/CR_M R_I} \quad (2)$$

となり第2項は式(1)では無視されている。このときコンデンサの端子電圧は

$$E_c = E_0(1 - e^{-T/RMc}) \quad (3)$$

の劣化によることが多い。図2②、図3②に印加電圧および温度の故障率とぼす影響を示す。

固体 Ta 電解コンデンサは金属ケースに組込まれ、最も過酷な使用条件に耐え、安定度極めて高く紙・ポリエステル等の静電的コンデンサに比肩し得る。静電容量の温度係数は大体 $1500 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ (6 V.WV では $300 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$) で、直列抵抗分が他の二者のごとく低温域で増加しない。無電圧で 125°C に数千時間放置しても悪影響のある変化は見られない。逆電圧電流に対しても強く、無極性構造のものに一方のみに定格電圧を加え、あるいは一定時間ごとにその電圧極性を反転しても特に目立つ劣化は見られない。パルスに対してはリード線等のインダクタンスの影響もあり、許容サージ電圧値を幾分越えても良いようであるが詳しい解答は得難い。信頼度に関しては図2④、図3④に示す通りであるが、特に回路の直列抵抗値によって故障率が変化するため故障率の推定は図2、図3より得られた値を図4で修正せねばならない。

(吉田(金)委員)

となる。すなわち端子電圧が電源電圧と等しくなるのは $R_M C$ の数倍の時間が経ってからである。メータの入力抵抗は $10^6 \sim 10^{14} \Omega$ であるから $1 \mu\text{F}$ のコンデンサの場合時定数は $100 \sim 1 \times 10^8 \text{ sec}$ となり、メータの入力抵抗に対するコンデンサ端子電圧の変化は表1ようになる。

表1 メータ入力抵抗の絶縁抵抗測定への影響 (静電容量 $1 \mu\text{F}$)

Meter Input Resistance in Ohms	Ratio of Capacitance Voltage to Charging Voltage in Percent	
	Charge Time 10 sec (percent)	Charge Time 2 min (percent)
10^6	9.52	69.9
10^8	1.00	11.3
10^{10}	0.103	1.20
10^{12}	0.0110	0.124
10^{14}	0.00112	0.0131
10^{16}	0.000120	0.00133
10^{18}	0.0000130	0.000143

回路の時定数を減らすために図2のようにして、充電後 s を開けば $1000 \mu\text{F}$ まで 1 sec 以下の時定数故端子電圧の誤差は少なくなる。このときの回路方程式を解くと

$$I_1 = \frac{E_0}{R_M + R_I} - \frac{E_0}{R_M + R_I} e^{-T(R_M + R_I)/CR_M R_I} \quad (4)$$

この結果、逆に絶縁抵抗値が実際より高く指示される。

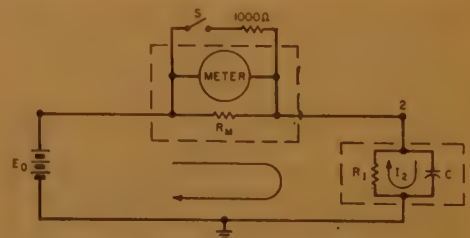


図2 改良された絶縁抵抗測定回路

これらの現象から明らかなように入力抵抗の高いメータで大容量のコンデンサの正しい絶縁抵抗の測定は不可能であ

る。このため被測定容量とメータの入力抵抗の積よりなる時定数は、測定時間の5%を越えないようにえらぶことが推奨される。本法により各種コンデンサを種々の温度について測

定したところ、テフロンが最も良い絶縁を有することが分かった。
(吉田(金)委員)

電子機器および素子におよぼす核放射の影響についての研究

E.T. Hunter, L.L. Kaplan and A.L. Long :

"Signal Corps Studies of Nuclear Radiation Effects on Electronic Components and Materials", Trans. I.R.E., MIL-4, p 419, (Oct. 1960).

鬼塚武郎訳 [資料番号 5270]

核放射の電子機器におよぼす影響についての実験結果を説明している。

この問題はつぎの順序で研究されなければならない。

(2) 種々の電子機器および素子について、核放射に対する感度を実験により観測する。

(2) 核放射の影響を実験室で再現する。

(3) 核放射により機器の動作が妨害される機構を研究する。

(4) 核放射に耐えうる電子素子を開発する。

この順序に従って、最初は電子機器を核爆発の放射線にさらし、その受けた影響を調査したが、この場合は永久的な影響しか観測不能であった。

その後、Transient の影響を観測する方法が考えられ、Los Alamos Scientific Laboratory で、Godiva-II という核放射実験装置と記録装置を用いて、パルス状の核放射が電子素子におよぼす影響を測定した。以下にその二、三の実験結果を説明する。

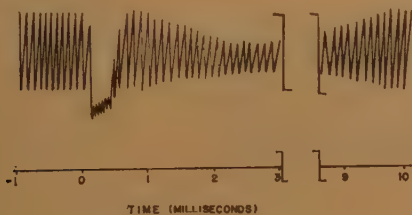


図 1

(1) Ceramic pentode の発振出力におよぼす影響：図1では10kcの発振がGodiva pulseにより500 μ sの間停止し、その後完全に回復するまで10msかかっている。ほかの電子管についても、回復時間は8~20 μ sである。この記録は高速磁気テープによる。

(2) 4種のゲルマニウムトランジスタの I_{co} に対する影響：図2は2N537のごとき薄いベース領域をもったトランジスタはほとんど影響を受けないが、DAPTのごとき大電力用トランジスタはかなりの影響を受けることがわかる。MADT, および2N601はその中間の影響を受ける。この記録も磁気テープによるものである。

(3) 炭素皮膜抵抗にあたる影響：Godiva pulseの影響を高速磁気テープに記録したものと、オシロスコープとポラロイドカメラで記録したものを示す。

(4) フェライト材におよぼす影響：図4はGodiva pulse

がフェライトのインダクタンスにおよぼす影響を3種の素子について観測したものである。
(中山委員)

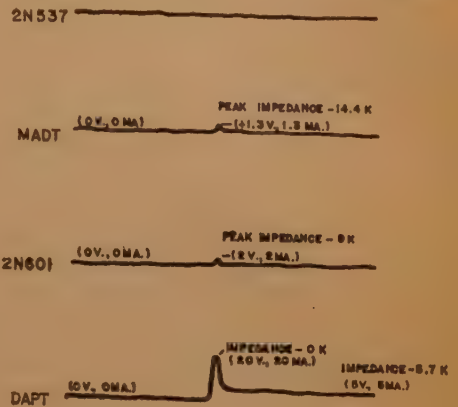


図 2

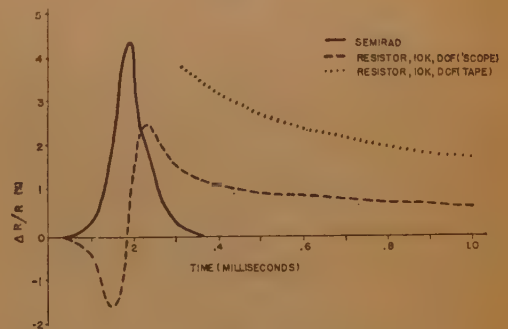


図 3

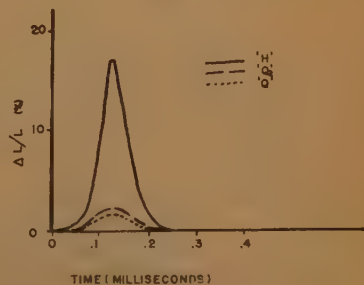


図 4

人工衛星タイロスに使用された狭帯域ビデオテープレコーダ

Joseph A. Zenel: "Narrow-Bandwidth Video-Tape Recorder Used in the Tiros Satellite", J. SMPTE, 69, p818, (Nov. 1960). 横山克哉訳 [資料番号 5271]

打上げに成功したタイロス1号衛星に搭載されたビデオテープレコーダは体積・重量共に制限を受けた条件で、非常に高性能を持つテープ駆動機構を有している。取扱われた信号は2秒間で走査される(500×500)画素のテレビ画像(帯域0~62.5 kc)を85 kcの搬送波で変調したFM信号(黒レベル100 kc 白レベル70 kc)であり、第一次の側帯波の最高周波数が充分再生されるようにテープ速度を50 in/secに選んでいる。

再生信号の時間軸の変動は瞬間的な画素のずれと雑音との原因となるので、テープ駆動は非常に滑らかに行なわれねばならず、このビデオテープレコーダでは、図に示すような特殊なテープ駆動機構により、フラッタを0.5~250 c/sの範囲で0.03% rms テープ速度のドリフトを±0.5%におさえている。テープ駆動機構は400 c/s同期ヒステリシスモータで駆動されるキャプスタン、アイドラ、およびスプリングで結

合された同軸のリールからなり、図のようにテープが掛けられ、キャプスタンで引かれたテープが供給リールを駆動し、これがさらに巻取リールを駆動するように動作する。



図 1

この機構の最も大きな特徴はリール間のスプリング結合機構であり、これにより一定のテープテンションが保たれ、かつ非常に小さい駆動電力(12 Wac)で動作するため、テープ駆動の安定性を非常に高めることができる。本論文には主としてこのスプリング結合機構の設計上の諸問題について述べてある。またこのビデオテープレコーダは、高さ4 inch、直径12 inch、6ポンドの小形軽量であるばかりでなく衛星発射時の衝撃や、はげしい振動、大きな温度変化に充分耐えられるように設計されており、衛星打上げ後のビデオテープレコーダの動作から設計および評価試験の良かったことが示されたことと述べている。

(吉田(順)委員)

マグナカード

"Magnacard" eine Synthese aus Magnetband und Lockkarte", Elekt. Rundschau, 14, 7, s 283, (June 1960). 浮津憲一訳 [資料番号 5272]

マグナカードは磁気テープとさん孔カードの利点を合わせたもので記録密度高く、比較的短いアクセスタイムで動作させることができる。このシステムは大容量の記憶に適し約1/3 m²の空間に300,000,000の符号を貯え、毎秒100枚の速度で処理し、直接アクセスタイムは35秒である。情報は磁気的なインデックスカードに記録されている。電気的な機能を果たす部分は既成のデータ処理システムで使用されるものと同一であるが、機械的部分は全く新しい装置が作られている。すなわち文字変換機、カードミキサ、カード箱、カード箱調査装置である。磁気カードの移動は平面上を回転するドラムで行なわれ、ドラムの吸入ノズルが回転の際にカードを保持する。1つのドラムから他のドラムへの移動は、それぞれのノズル吸入空気の開閉によって行なわれる。

磁気カードは25×75 mmの大きさで、1000数字あるいは600アルファベットと数字を記録することができる。ベース厚さ0.125 mmのマイラ、酸化物質層、保護層より成っている。カード速度は毎秒100枚で最高毎秒100000数字の記録・消去・読出をすることができる。

文字変換機は情報の入口側と出口側を取扱う装置である。入出力装置としてはタイプライタ、テープおよびカードさん孔装置、計算機、高速印刷機等実用

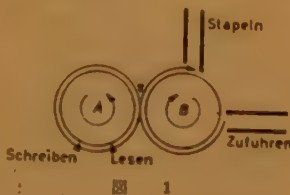


図 1

されているすべての装置を使用できる。図1は動作説明図で

ある。ドラムの回転ごとに記録される情報量は入力装置の速度と中間記憶装置の大きさで定まる。テレプリンタには1字分の中間記憶が必要であり、光電的読取装置には20字分の記憶が必要である。

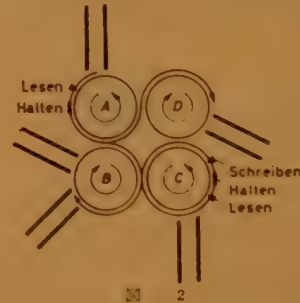


図 2

カードミキサはこのシステムの主装置を種々な機能に使用できる。図2に動作方法を示す。カードはカードケースからドラムAに移り、ただちに読取られ、その情報が望まれているコードをもつかどうか比較される。一致しない場合はドラム

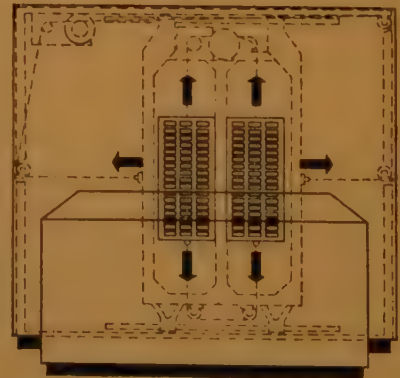


図 3

Dを介してスタックに積重ねられる。一致したときは自動的にカードの導入は終わり、カードはドラム B から C に移され、そこで読取記録に従ってデータが処理される。コラムによる分類の場合、速度は毎分 1000 枚である。

カード箱は 51 個のカードケースより成り、各ケースにはカ

ード 3000 枚が納まっている。カードの選択動作は 35 秒で行なわれる。インデックスカード運搬装置が垂直・水平の両方向に変位し、カードケースを選ぶために 5 秒かかる。図 3 にこの部分を示す。

(岸上委員)

通信路帯域幅を異にする新しいトランジスタ化搬送電信装置「Funk WT」

E.A. Fuchs: "Funk-WT", ein neues Telegraphie-Übertragungssystem in Transistor-Ausführung mit Kanälen verschiedener Bandbreite", N.T.Z. 13, 9, p 419, (Sept. 1960). 江頭 望訳

[資料番号 5273]

ジエムセンで開発した Funk WT System は FS 方式を用いた音声周波多重搬送電信装置であるが、特に無線電話回線に使用できるようにダイバースチなどの考慮を払った設計が行なわれている。本方式には WTK 170, WTK 340 および WTK 680 の 3 つの形式があり、それぞれ通信速度を異にしている。以下に 3 形成の内容を略記すると、

方 式	WTK 170	WTK 340	WTK 680
通 信 路 数	18	9	4
周 波 数 間 隔	170 c/s	340 c/s	680 c/s
周波数偏移幅	±42.5 c/s	±85 c/s	±170 c/s
標 準 速 度	75 ポー	150 ポー	300 ポー
3 % 歪の速度	50 ポー	100 ポー	200 ポー
10 % 歪の速度	100 ポー	200 ポー	400 ポー

となっている。変調速度とひずみの関係は図 1 のごときもので、いずれも 10% のひずみを発生する速度以上になると急激に劣化している。もちろん FS 方式であるからレベル変動には強く約 40 dB の応動範囲をもち 20% のひずみを発生する S/N は約 10 dB 程度であり、非常にすぐれた特性を示している。

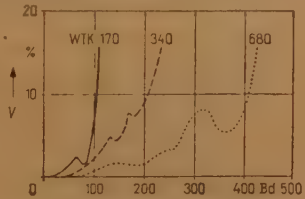


図 1

ている。変調器は図 2 に示すごとくトランジスタ 3 本を使用した FS 変調回路であり、同調回路のインダクタンスを変化せしめている。受信回路は図 3 に示すごとく、受信増幅、振幅制限およびトランジスタリレーを含めて 7 本のトランジスタを使用している。本装置は全トランジスタ化してあるので、電源としては AC 110 または 220 V より整流するか、あるいは電池を使用して -12 V で動作せしめ、トランジスタリレーのみ ±30 V の電源を使用しており、約 1 kΩ の負荷に ±20 mA の通信電流を供給しうる。ダイバースチは 2 ch の周波数または空間ダイバースチおよび 4 ch の周波数と空間ダイバースチを可能としている。

(岸上委員)

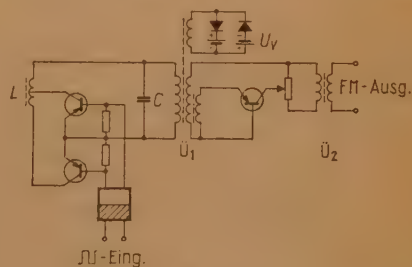


図 2

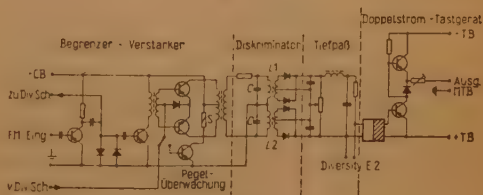


図 3

FSK 継 電 器

G. Bergsträsser: "Relais mit Flach-Schutzkontakten", N.T.Z. 13, 8, p 375, (Aug. 1960).

1 形ラチエット継電器

D.J. Manning: "The Post Office Type 1 Rathelet Relay", P.O.E.E. 53, Pt. 3, p 154, (Oct. 1960). 赤塚 通訳 [資料番号 5274]

第一の論文は従来のリードリレーとほぼ特性が同じで、かつ取付面積を約半分以下にした新しい封入継電器について述べたもので、図 1, 図 2, に代表的な構造図を示す。

種々の特性についてガス管、真空管、半導体素子、平形継電器、リードリレーと比較表をつくり F.S.K. 継電器の有利なことを示している。構造も単一メークのみでなく双子接点や切換接点が可能で、接触角度による感動電流の変化の測定例が示してあるが、設計法等については述べていない。代表

的な特性としては静止接点圧力約 10 g 動作時約 20 g、寿命は適当な火花消去により $10^8 \sim 10^9$ 、また 8 接点のもので感動 62 アンペアターン、感動電力 200 mW、開放アンペアター

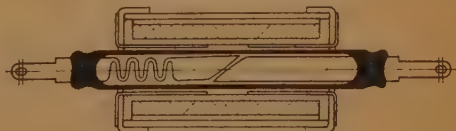


図 1 F.S.K 継電器断面図

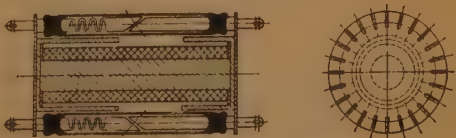


図 2 24 接点をもった F.S.K 継電器

ン 18, 動作復帰時間共に 3 ms. 図 3 は接点数と感動アンペーターンの図である.

第二の論文は英国において新しく実用化したラチエット継電器について述べたもので、構造としては特に新規性はないが、価格の点、取付面積の点等においてまだこの種のものが有用である点興味がある。市外度数計算等に多くの継電器群やスイッチを使用するかわりに、より安く、より小形にしようとしたもので、この継電器は 3000 号継電器 1 個分の取付面積で、コストは 3000 号 2 個分以下である。バックアクト

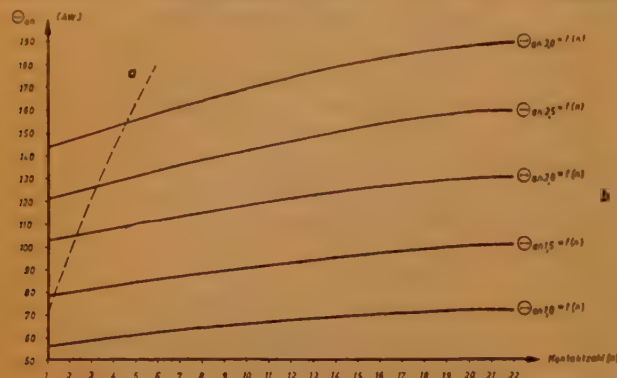


図 3 接点数による安全率とアンペーターン, (a) 48 形継電器, (b) F.S.K 継電器

磁性薄膜シフト・レジスタ

K.D. Broadbent: "A Thin Magnetic Film Shift Register", Trans. I.R.E., EC-9, 3, p 321, (Sep. 1960). 岸上利秋訳 [資料番号 5275]

この論文は磁性薄膜連続体中の磁壁の転移を利用したシフト・レジスタについて述べたものである。

連続体だからセル間の結合回路は不要となり生産の自動化に有利で、情報記憶密度大、消費電力少、動作速度比較的大など多くの特徴をもっている。

図 1 にレジスタの構造、図 2 に磁区移動の様子を示す。磁区移動は磁壁の転移によるもので、磁性連続体中にある磁区を作るに必要なエネルギーと、磁壁の転移に必要なエネルギーとの間に差があるため、最初の磁区構造をこわすことなく周期的な 4 拍の外部磁界を加え一方向に伝送することができる。

磁性薄膜は、75% Ni-25% Fe パーマロイを、磁界を加え

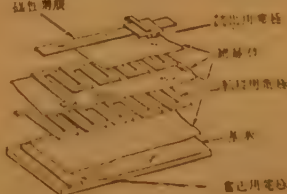


図 1 レジスタの構造

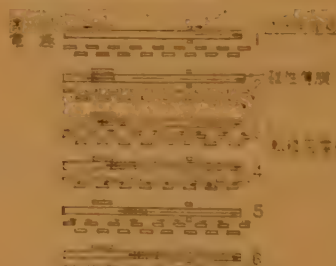


図 2 磁区移動、様子

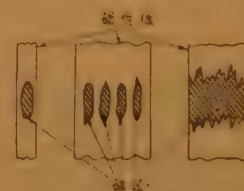


図 3 磁区の構造

他のレジスタでは楕円形の集合体、あるいは長方形磁区とすることによって調べている。(岸上元委員)

トランジスタ使用の TV 伝送搬送方式

L.G. Schimpf: "Transistorized Carrier System for TV", Bell Lab. Rec., 38, 7, p 253, (July 1960). 貝塚 博訳 [資料番号 5276]

最近 TV 回路にトランジスタが導入されその特徴を発揮しつつあるが、本論文は TV 中継回線の一環として同軸ケーブ

リングで 2 組のカムや接点組をもち 33 と 36 teeth のものがある。接点ばね駆動は comb でなしバフアブロックをもって、抵抗は 375, 310, 235 Ω の 3 種あり 7 watt 以下で動作する。寿命は数百万回以上で取付はプラグイン形、特にこの継電器は自己の振動により他の継電器の接点接触に悪影響をおよぼさないように取付方法に注意をはらっている。すなわちネオブレンでできた防震板を間に入れて取付けている。ネオブレンは接点のよごれに関係しないためである。図 4 が外観図である。



図 4 ラチエット継電器

(富田委員)

ながら製造して作られる。厚さ 900 Å, 幅 0.04 インチのもので 1 インチ当たり 50 ビットの密度、全容量は 300 ビットである。レジスタ駆動電力は 1 Mc で 8W, 隣接回路の境界

強度は 3.7 oe, 100 kc で 2 W, 7.4 oe である。また読出信号出力は、1 Mc で 1 mV 程度となる。

磁区の構造は寸法、材料等の要素によって大きく変わり、最も高密度なレジスタでは図 3 の楕円形磁区、

ルを使用する際に採用した伝送方式を説明したものである。図 1 に示すように端末引込 3 マイルおよび 0.5 マイルに同軸ケーブルが使用されているが、ここでは両側帯波伝送方式が採用されている。同軸ケーブルによるテレビ伝送方式としては、ビデオ伝送、両側帯波伝送および残留側帯波伝送方式等が考えられるが、ビデオ伝送方式は比帯域の大きい変成器あ

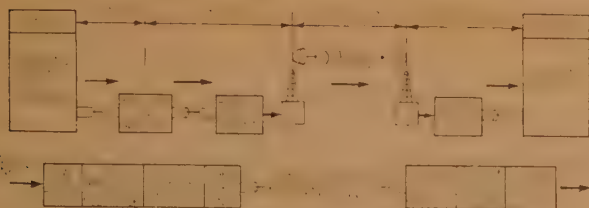


図 1

るいは線路損失特性の著しい変化に対応する等化器に問題があること、また残留側帯波伝送方式を使用するほど長距離でないことをおもな理由として、端局装置が簡易である両側帯波伝送方式が採用された。周波数配置はビデオ信号漏れを避けかつ線路損失の少ないことを条件とし、干渉に対する余裕を見て搬送周波数 15 Mc/s、伝送帯域 10~20 Mc/s が決定された。送信装置は低域ろ波器、水晶制御搬送周波発振器および変調器より、受信装置は復調器、低域ろ波器およびビデオ

増幅器より構成されている。線路損失を補償する中継器は平坦な周波数特性を持つ 2 区間のトランジスタ帰還増幅器でその間に等化器を挿入しているが、直径 0.25 インチの L または変成器が使用されフェライトコアにより所望の特性を得ている。また中間中継器に対する電力供給は DC によっている。水晶発振器は拡散ベース形トランジスタをベース接地で使用したもので、中継器に使用しているものと同じ変成器により 5 mW の出力を得ている。変調器としてはゴールドボンダイオードを使用した平衡変調回路を採用し信号漏れを防止しているが、キャリアレベルは変調後に搬送波を直接結合することによって調整し良好な S/N および低いひずみ率を得ている。マレーヒル研究所分室にて本方式により 6 マイルの実験回路を作成した結果 6 Mc/s で 2 dB の特性劣化であり、直接画像との比較試験を展示した結果ほとんどその差が認められなかった。

(貝塚元委員)

対称ゼナーダイオード使用の制限器

R. Dallemagne: "Limitation par Emploi de Diodes Symétriques, Dites à Effet Zener", Cable & Trans. 14, 4, p 275, (Oct. 1960). 飯田 隆記
[資料番号 5277]

同軸方式のごとき多重回線の搬送装置では、各通路に伝送されるレベルを制限する必要がある。この場合、音声回路でレベルを制限する方法が技術的に望ましい方法であるが、シリコンの対称ゼナーダイオードを用いて、この問題が経済的にも解決された。

使用されたダイオードは、N タイプのシリコン板にアルミ線のアノードをつけた図 1 のごとき構造で、特性は

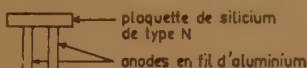


図 1 メタルケースを除いたダイオードの構造

- 直流 1 mA におけるゼナー電圧 $U \leq 10 \text{ V}$
- $(U-1)$ ボルトのダイオード電流 $I_1 \leq 50 \mu\text{A}$
- 6 V D.C. における電流 $I_2 \leq 1 \mu\text{A}$
- 4 V D.C. における電流 $I_3 \leq 10^{-7} \text{ A}$
- A.C. 1 V で測定した端子間容量 $C \leq 150 \text{ pF}$
- 1 mA D.C. に対する非対称 $\leq 0.3 \text{ V}$

— 最大電流

10 mA 以下

である。ゼナーダイオードは相対レベル -1.50 ネーブ点に、低周波変成器で昇圧し二次側に挿入される。これにより発生する高周波は、つきにつながらる音声低域ろ波器で除くことができる。ゼナーダイオードを入れたことにより通話路変調器の出力に 2, 0.2~0.3 ネーブの改良が見られる。(図 2)

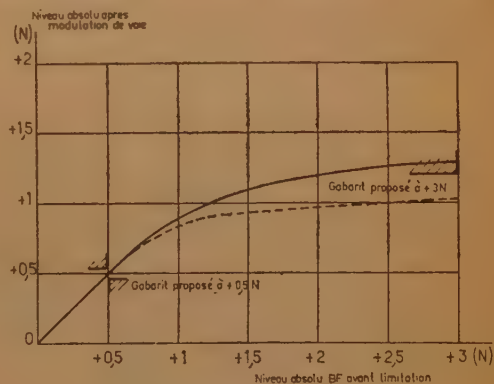


図 2 対称ゼナーダイオード制限特性

(飯田委員)

レゾナント・トランスファを使った 時分割多重系における信号送出

W. Jacob: "Signal Injection in Time Division Multiplex Systems with Resonant Transfer", Ericsson Tech. 16, 2, p 245, (No. 2, 1960). 松本允介 [資料番号 5278]

Resonant transfer を使った時分割交換機における信号送出の問題が、Resonant transfer と類似の方法によって解決されている。

Resonant transfer の原理は図 1 により説明される。加入者回路のコンデンサ C には 1 標本周期の間の通話エネルギーが

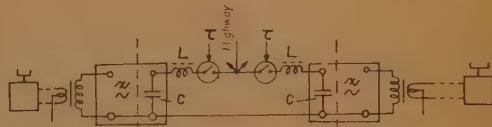


図 1

低域ろ波器を通して蓄積されている。パルス導通時間 τ と L および C の関係を $\tau = \pi \sqrt{LC}$ に選べば、パルス導通時間中に全エネルギーを相手加入者回路のコンデンサ C に伝達できる。このようにして 2 線式交換が可能である。共通路の浮遊容量の影響は共通路同調 (highway tuning) により除去され

る。このためには共通路の容量を人為的に $C_{tot}=2/(4n^2-1)$ (n は整数) にすればよい。4本の共通路を有する共通路同調を行なった回路を図2に示す。

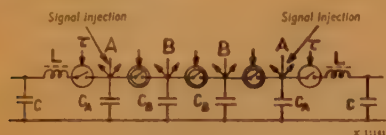


図2 $C_A = \frac{2C}{15}$, $C_B = \frac{C}{5}$, $2C_A + 2C_B = \frac{2C}{3}$

信号送出回路は多数の加入者のために多重的に使用されるので、その構成は一般加入者回路とことなる。図3にこれを示す。低域ろ波器のかわりに R, L , および S_c がある。信号送出器のコンデンサ C_s は信号送出のたびに S_c を通して信号電源により充電される外、加入者会話パルスによって

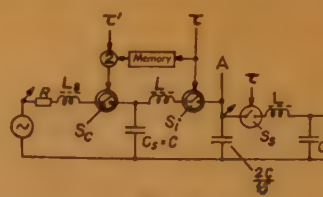


図3

も充電される。もしこの電荷が隣接するパルス間の時間で消去できないならば、これは隣接加入者への漏話になる。この電荷の消去は L, C_s および R よりなる

振動回路を使い、残留電荷を完全に放電した瞬間 $t = \tau'$ に S_c を開くことにより行なわれる。このとき C_s の電圧は信号電源の電圧と等しくなる。 L の最適値は臨界制動の場合の L_c の 1.1~1.2 倍であることが示されている。

原論文はさらに4線式の場合の信号送出および信号電源について簡単に言及している。(沢田委員)

高周波電話回線のためのトランジスタ化広帯域中継器

K. Schmutz, F. Ogay: "Ein Breitbandverstärker mit Transistoren für den hochfrequenten Telefonrundspruck", Bull. Tech. PTT, N°12, p 420, (1960). 田畑晴男訳 [資料番号 5279]

最近各国の間で対称ケーブル搬送方式の中継器のトランジスタ化が行なわれつつあり数件の論文が発表されているが、わが国でもすでに短搬方式用のものが発表されており、1.3 Mc 帯域の中継器が商用化されんとしている状況である。これはスイスにおける対称ケーブル搬送電話方式の中継器の一例であるが、この中継器の伝送帯域は 175 kc~340 kc で、標準状態の利得は 33 dB で ± 10 dB の利得調整ができる。無ひずみ最大出力レベルは +24 dBm, 非直線ひずみ漏話減衰量は出力レベル +24 dBm のとき 65 dB で負帰還量は約 45 dB である。また入力インピーダンスは対称ケーブルを使用しているため、反射による遠端漏話を軽減するため不整合減衰量を 24.3 dB 以上としている。中継器への給電は自己伝送路対の両線間に 48 V の交換機電源より作られた 60 V の電圧を定電流装置を通して加えている。中継器端子電圧

電流は無ひずみ最大出力 +24 dBm をうるためには 57 mA, 26 V, 約 1.5 W の電力が供給されている。回路は図1に示すように3段エミッタ接地回路で出力段を駆動するため特に段間に結合用変成器を用いている。帰還は電圧帰還によっている。

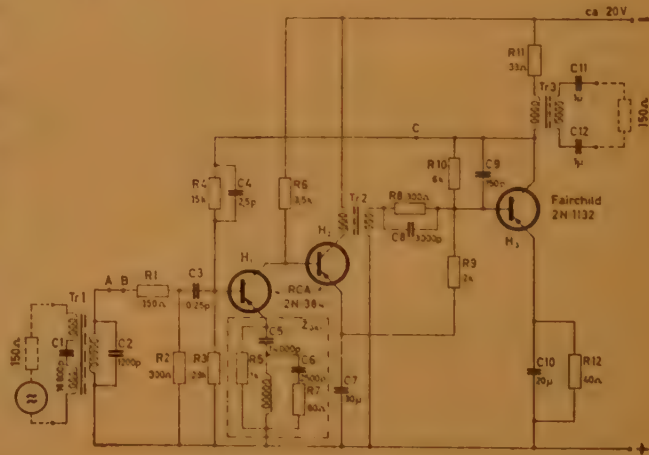


図1

(沢田委員)

電話回線の位相ひずみの補償に関する研究

R. Benoit-Gonin: "Étude et Correction de la Distorsion de Phase sur Voies Téléphoniques", (C & T, 14° A, 4, p 284, (1960). 名古 昭訳 [資料番号 5280]

電話回線における位相ひずみは、伝送周波数に対する群伝ばん時間の相異により生じる。位相ひずみは人間の耳では感度が悪いのであまり問題とならないが、波形を伝送した場合に問題となって来る。

本文では、これらの位相ひずみの原因となる群伝ばん時間についてその測定法、測定の実例を示し、この群伝ばん時間差を補償する方法をのべ、その実際例をのべている。

群伝ばん時間の実測値の一例を図1に示す。ここで t_m は

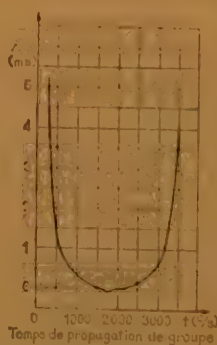


図1

伝送周波数帯の中心周波数における群伝ばん時間である。 t_m は測定周波数における群伝ばん時間 t と t_m との差である。位相ひずみを補償することはこの曲線を周波数に対して平坦にすることとなる。

いま図2の回路の群伝ばん時間と周波数の関係を調べると図3のようになる。

このような回路を補償回路として数個を電話回線に挿入することによって位相ひずみが補償される

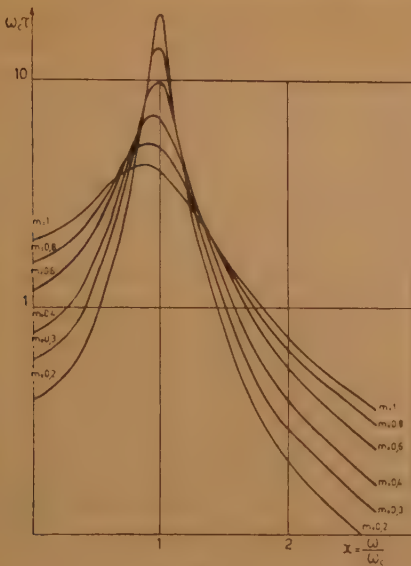


図 3

長距離用通信ケーブルとして標準化された 1.18/4.43 mm の同軸ケーブル

R. Belus : "La Paire Coaxiale De 1.18/4.43 mm Normalise Pour Cable a Grande Distance", C & T, 14, A 4, p 294, (1960). 名古 昭訳 [資料番号 5281]

最近フランスのマルセーユとツーロンの間にトランジスタ中継器を使用した細心同軸ケーブルが布設され、長距離用の通信ケーブルとして標準化された。

本論文は、この同軸ケーブルの伝送方式、ケーブル構造、製造方法、電気的特性等について述べたものである。

この細心同軸ケーブルの伝送帯域は 45 kc~1400 kc で 300 の電話回線を収容している。中継器はトランジスタ化され 6 km 間隔で挿入され、パイロット周波数 1364 kc で約 37 dB の利得をもち、A.G.C. によって温度補償を行なっている。中継器の所要電力は 24 V, 50 mA である。

同軸ケーブル心は図 1 に示す構造である。すなわち中心導



図 1

体は 1.18 mm の単銅線、外部導体内径は 4.43 mm で、絶縁物に Ballon 形ポリエチレン (1) を用いる。しゃへいテ

同軸ケーブルの振動雑音

R.D. Hole : "Noise Generation by Coaxial Cables when Subjected to Vibration", Electronic Engng. 32, 394, p770, (Dec. 1960). 岡野章訳 [資料番号 5282]

同軸コードを振動させると図 1 の右図に示すごとく導体(主

模様を図 4 に示す。

- (1) の曲線は電話回線の群伝ばん時間の特性を示す。
- (2) の曲線は数個の補償回路の群伝ばん時間特性を示す。
- (1) (2) の曲線から (3) の補償された特性が得られる。

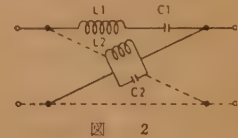


図 2

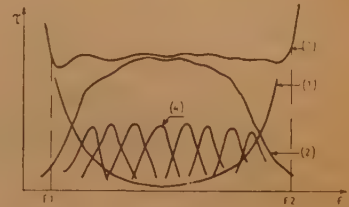
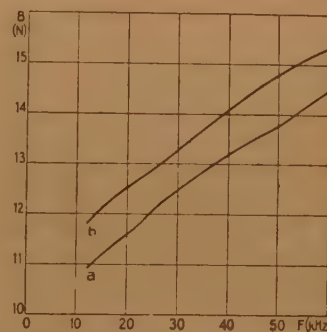


図 4

(中村委員)

ープは厚さ 0.09 mm の鉄テープ 2 枚をギャップ巻きし、その上をポリエチレンテープで抑え巻きしている。ここで、しゃへいテープを巻く際上巻きと下巻きとは互に逆方向に巻いている。



a: 隣接コア間, b: 非隣接コア間
(ただし 460 m)

図 2 近端漏話周波数特性

インピーダンスは 75 Ω, 減衰量は 5.3 dB/km であり、インピーダンス不均等性は、0.1 μs のパルスを用いた時最悪値 48 dB, 静電容量は 49.30 nF/km, 実効誘電率は 1.175 となっている。

漏話特性を図 2 に示す。

(中村委員)

注 (1) C & T, 14th A N° 2, 1960, p 113~131

として外部導体)と絶縁体が瞬間的に離反し、摩擦電荷が発生し、これが終端抵抗 (R_T) を通るときに雑音電圧として検知される。外部導体が振動により離反するときに生じる変位は、コードの軸方向に円筒座標の z 軸をとると r 方向 φ 方向 z 方向の三成分に分けることができるが、一番大きく変位するのは z 方向に移動するものである。発生電荷は上に述べた

離反による変位の外に 導体と絶縁体との摩擦係数にも関係する。

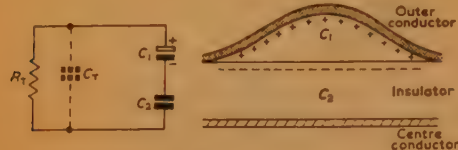


図 1

従来の低雑音同軸コードでは絶縁体上に低インピーダンス皮膜を塗布して電荷の発生を減らすとともに、発生した電荷に対してもそれが終端に至るまでに図2の等価回路からもわかるごとく途中で leak させていた。皮膜の抵抗が小さければ



図 2

電話エコーの測定

D.L. Richards, G.A. Buck: "Telephone Echo Tests", P.I.E.E., 107-B, 36, p 553, (Nov. 1960).

山口善司訳 [資料番号 5283]

電話網はごく小数の呼以外はエコーによる不都合が起らないように計画されなければならない。エコーの許容限界についての従来のデータは設計に不十分であるので、ここではエコー減衰量と時間遅れに対する許容値の変化の外に、被験者間の許容値の分散も考えられた。実験は送話試験 (talking test) と会話試験に大別されるが、いずれもオピニオンに重点がおかれた。

送話試験は、被験者が擬似エコーの発生する電話機に向かって送話した後で、送話中のエコー感知状態が3つのカテゴリ (感知しない・感知するが邪魔にならない・邪魔になる)

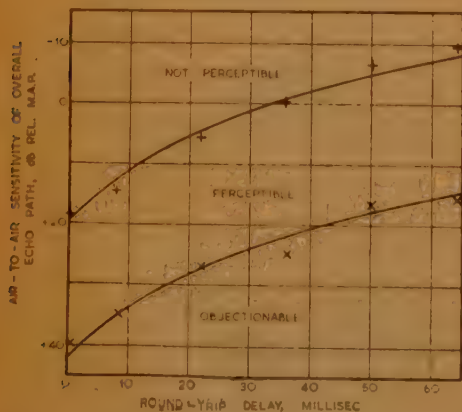


図 1

ば小さいほど R_T を流れる電荷が減るわけである。しかしこの形では離反を防ぐために外部導体編組を十分絞めてうつの静電容量は多くなるし、導体と低インピーダンス皮膜の接触および低インピーダンス皮膜の抵抗が高温とか長期使用により悪化するという欠点を有していた。

この文献で紹介しているのは導体と絶縁体間の離反を阻止して摩擦電荷を発生せしめないようにしたものであるから、生じる電荷は分子内摩擦により生ずるものだけとなるから非常に小さいものとなる。このコードとしてつぎに述べる二つの形について検討している。(1) コードの絶縁体を熱して外部導体編組を十分絶縁体にくい込ませ、振動のさいにも導体と絶縁体が離反しないようにする。(2) 外部導体編組と絶縁体間に silicon oil のごく低摩擦係数の油を挿入して摩擦を減らす。(1), (2) のコードをそれぞれ 18 インチ程切りとり、12 インチ離れた2点で固定しその中間を振幅 ± 0.214 インチ振動数 30 c/s で振動させたところ、雑音電圧は前者で 18 dB、後者では 30 dB 減少した。以上のごとくこの方法では従来の方法に比して製造も容易であり使用条件の影響も受けにくい、前者では静電容量は増加するし可とう性も悪くなるので、後者の方が好ましいようである。(中村委員)

のいずれに属するかを答えるものである。一連の結果が図1に示される。すなわちエコー路の感度が上がるに従って「感知」から「邪魔」に移り、また遅れが増加するに従って「感知」や「邪魔」の起こる感度が減小することが分かる。また被験者の許容値の分布はガウス分布をなし、標準偏差は訓練・未訓練者を平均して 10 dB であった。

図2は上記の標準偏差を適用して、エコーを邪魔と感ずる被験者のパーセンテージを算出したものである。この図によってエコーの観点からみたサービスの度合を明らかにさせることができる。

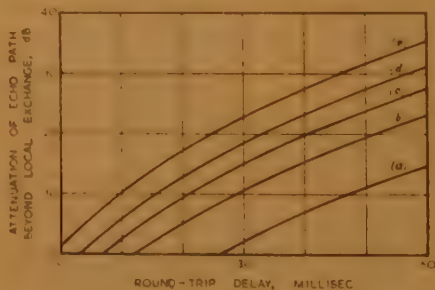


図 2 a: 50%, b: 20%, c: 10%, d: 5%, e: 2%

また電話機の側音感度の変化によってエコーの「感知」がどう変わるかについても、一部の条件について実験された。しかしこの結果は他の条件にはあてはまらない。

以上の送話試験は目的をもつ会話に結びつかないので、室騒音 50 dB を入れた実際に近い条件で、エコー減衰量および時間遅れに対して会話試験が行われた。これは絵解き問答を会話させた後で、通話の感じを5段階のカテゴリ (excellent・good・fair・poor・bad) のいずれかに判定させるものである。

表 1

RESULTS OF CERTAIN TREATMENTS IN THE CONVERSATION OPINIONS EXPERIMENT

Echo-path attenuation	Mean opinion score (m.o.s.)						Percentage of subjects giving opinion "Good" or "Fair" derived from m.o.s. for 10 dB junction loss			Percentage of subjects finding echo "objectionable" (from Fig. 4)		
	Junction loss, 10 dB			Junction loss, 20 dB								
	Delay 10 ms	25 ms	40 ms	10 ms	25 ms	40 ms	10 ms	25 ms	40 ms	10 ms	25 ms	40 ms
dB												
(No echo)	3.35	3.35	3.35	2.71	2.71	2.71	0	0	0	0	0	0
25	3.70	3.00	2.47	2.70	2.96	2.51	0	0.8	8.0	0	1	4
20	2.93	2.62	2.55	2.97	2.31	2.13	1.1	3.7	6.1	0	2	10
15	2.59	2.62	2.24	2.76	2.27	2.09	5.2	3.7	15.3	1	6	21
10	2.66	2.23	1.59	1.93	1.46	1.20	4.0	15.7	47.7	2	15	38

各カテゴリに順次 4・3・2・1・0 なる評点を与えて、各条件について平均評点を計算した結果が表 1 に示される。ここでエコーの条件と不都合さは、前実験と同じ傾向であることが分かる。

この外、エコーが送話音量および読み時間(reading time)

に与える影響が検討された。すなわち遅れが 30 m sec. 以下では、エコー路の感度が高くなると送話音量が減少する。また遅れが 30 m sec. 以上で、エコー路の感度が高くなると読み時間が増加する傾向を持つことが分かった。

(富田委員)

相互校正法による測定用マイクロホンの音圧校正

A.N. Ririn and V.A. Cherpak : "Pressure Calibration of Measuring Microphone by the Reciprocity Method", Soviet Physics-Acoustics 6, 2, p. 246, (Oct.-Dec. 1960). 兵頭崇治訳 [資料番号 5284]

この方法は標準マイクロホンの校正のため研究開発されたもので、その感度を 0.1 dB の精度で抵抗減衰器から直接読みとることができる。

現在各国で採用されている標準校正法は、同一形式の 3 個のマイクロホンを用意し、測定した結果得られる 3 組の電圧比から間接に求めている。これは相互性理論より導かれるものである。

ここで述べようとする方法も、同理論の応用であるが、つぎの特徴をもっている。カプラに結合されている 1 個の可逆マイクロホンが音圧 p を受けるとき発生する開放電圧と、これを音源として働かせるとき音圧 p を発生させるに要する入力電圧との比から直接に感度を決定できることである。

図 1 の回路で可逆マイクロホン (2) を音源として働かせカプラ内に音圧 p を発生させるとき、マイクロホン (1) に生じた開放電圧は計器 (7) に、ある指示を与える。もし音圧 p によってマイクロホン (2) に生ずる開放電圧も同じ指示を与え

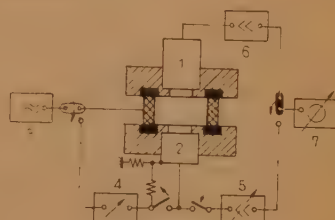


図 1

るとすれば、マイクロホン (2) についての開放電圧と入力電圧との比は、抵抗減衰器 (4) によって直接読みとることができる。また同じ指示を与えるようにするためには、カプラの壁を作っている圧電磁器を音源として働かせ、同じ指示を示すように Amp(5) をあらかじめ調整しておけばよい。

圧電磁器が音源として働くとき、その振動が直接マイクロホンに伝わることを防ぐため、磁器円筒はスポンジゴムで浮かせてある。またこのときは円筒に比較的高い電圧がかけられるため、漏れ電流が生じる。これを防ぐため円筒端面にグラデッドシールドを施してある。

校正に使用するカプラの大きさについても種々検討され、測定周波数の上限を高くするためのカプラの直径と高さの最適比が、各種のマイクロホンについて求められている。

(富田委員)

音声信号分析における基礎信号の選択

L. Dolansky : "Choice of Base Signals in Speech Signal Analysis", Trans. I.R.E. AU-8, 6, p. 221, (Nov. Dec. 1960). 松田亮一訳 [資料番号 5285]

音声分析ではフーリエ解析によりそのスペクトラムが求められることが多いが、この論文では音声分析の基礎関数として減衰振動関数を用いて音声分析を行なう方法について述べ、このような考え方で音声の分析合成を行なった実験例をあげている。

音声波形は、その発生機構から本質的に減衰振動波形に近いものであり、また基本周期変動のために各周期での波形は

必ずしも同じにはならない、という理由から音声の有声部分

$$f_a(t) \text{ を, } f_a(t) = \sum_{i=1}^n A_i \exp(s_i t) \quad (1)$$

なる減衰振動関数で近似する。ここに s_i は複素周波数。上の関数をさらにその相続く項の重み和をつくらせて直交関数系 $g_i(t)$ であらわし、

$$f_a(t) = \sum_{i=1}^n c_i g_i(t) \quad (2)$$

で近似する。今もし、その単位衝撃波応答 $g_k(u)$ が直交しており、かつ減衰振動を基礎関数とするような波器の組が物理的に実現されているとすると、式 (2) の係数 c_k は

$$c_k = \int_0^{\infty} f_a(t) g_k(t) dt \text{ であるから,}$$

$$v_k(t) = \int_0^\infty h(u-t)g_k(u)du$$

において、 c_k は $t=0$ のときの $v_k(0)$ に比例する値となる。ここに $h(t)$ は音声信号の 1 基本周期の波形、 $g_k(u)$ は k 番目の共振器の単一共振波応答である。これらのことから音声信号を時間的に逆に再生した波形を上記の直交共振器群に加え、その $t=0$ における出力電圧を測定すれば、求める係数 c_k がえられ、1 基本周期で式 (2) の意味の分析ができることになる。

この論文では、上記の分析の理論と直交共振器の特性および詳細な回路について述べ、さらに音声波形をフォトホーマで時間的に逆に再生し、 c_1, c_2, \dots, c_{14} まで求めるような共振器群に加えるという分析の具体的方法を述べている。

一例として基本周期を 100 c.p.s. になるように規制した男

声 5 名による 5 母音 i, e, a, o, u, を分析し、その分析結果を用いて合成された合成波形をかかげている。

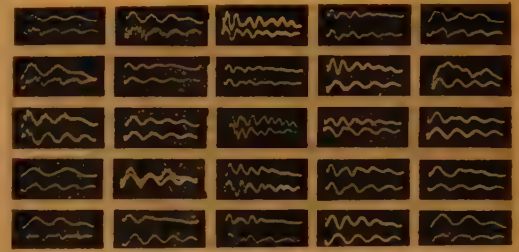


図 1 音声波形 (5 母音) と合成波形

(富田委員)

移動目標指示器試験用レーダ 反射波シミュレータ

H. Lobenstein and A.R. Dial: "Radar-Return Simulator Tests Moving-Target Indicators", electronics, 33, 49, p 58, (Dec. 2, 1960). 赤松良紀訳 [資料番号 5286]

機上レーダにおける移動目標指示器では、自己の位置が動いているので、まず地上のクラッタを基準にして自己の対地速度を知り、それをもとに固定反射を打消して、移動目標を指示する方式をとっている。

本論文はこれを試験するための反射波シミュレータの試作報告で、トリガパルスより任意の時間だけおくれた固定目標または移動目標のパルス波、ジョンソン雑音、ドプラシフトをうけたクラッタを組合わせて発生する装置の概要をのべている。

固定目標の反射波は、飛行機の移動によるドプラシフトをうけ、しかもこれがアンテナの回転により増減するので、

30 Mc 帯発振器の周波数を 480 ノットに相当するシフト 1.4 kc だけ毎分 6 回 (アンテナの回転 6 r.p.m. に相当) 変化せしめておき、その出力をトリガパルスからのおくれ時間を変化しうるゲートパルスにてとり出すことにより作成される。移動目標の反射波は固定目標の反射波のパルス繰返し周波数を半分にすることで作られる。つまり移動目標の検出は各パルス波を記憶し、つぎのものと比較する方式をとっているから、スイープの 1 回おきに信号が消えれば、比較器は移動目標と判定する。

ジョンソン雑音はシリコンダイオード 1N23B に逆バイアスをかけた雑音発生器にて作られる。

クラッタは固定反射の位相と同期しているから、適当なゲートをとった前述の 30 Mc 帯発振器出力で、周波数が 30 kc ずつ離れた 10 Mc 帯の水晶片を共振して減衰振動を生ぜしめ、その 3 倍の高調波のまざったものを取り出して 1 Mc の幅をもつクラッタとしている。

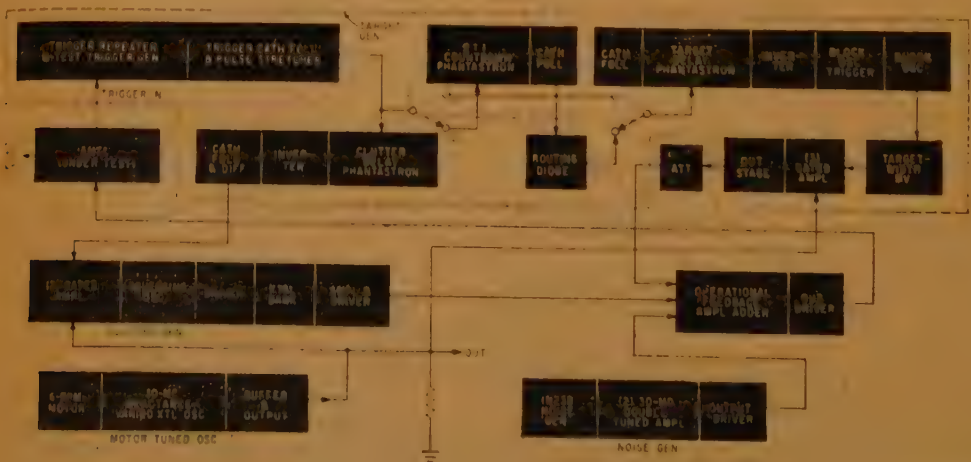


図 1 レーダ反射波シミュレータ回路系統

(鶴委員)

したがって、SCR の量産後の見通しとして、価格で約 20%、容積において 40%、の低減が期待できる。さらに SCR を用いたものでは、大容量整流装置において、インディシアル・レスポンスは 10ms 程度に高速化される。

SCR は原則として開閉スイッチであり、その制御は開閉周期の制御である。したがって、その点弧制御、消弧制御、直並列接続、保護方式等将来に多くの研究課題を残している。

2.1 SCR の基本特性

点弧特性：SCR のゲート特性、点弧特性を図にし

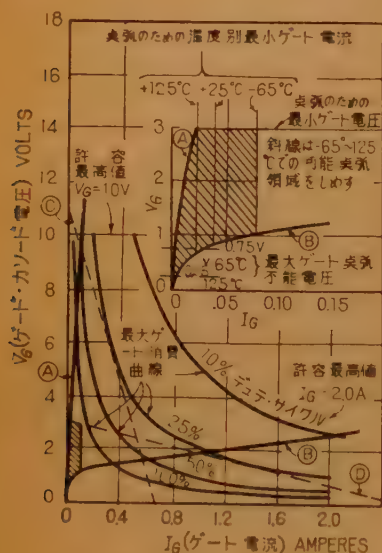


図2 SCR のゲート特性

めした。SCR の破損を防ぐためのゲート・カソード間ピーク正電圧 10V、ピーク正方向ゲート電流 2A、ゲートの許容ピーク電力 5W (許容平均電力 0.5W) が与えられる。確実な点弧を行なうためには、斜線部より大なる電圧・電流値で、負荷曲線と最大ピーク電圧電流の限界内に求められる。点弧最小レベルは接合部温度 125°C、0.25V で、点弧回路での耐れ電流の抑圧による誤点弧防止に注意する必要がある。ゲートに 5V 以上の逆電圧が印加されるときは、ダイオードによる制限が必要である。アノードに逆電圧が印加され、ゲートに正電圧が加えられると耐れ電流は増加し、激しく接合部は加熱され熱崩解することとなるので、ゲート電圧はこの間 0.25V 以下に制限される (ただし、ゲート信号が全サイクルの 1% 以下 (150μs 以内) のときは別)。最小限界以上のゲート信号を逆

サイクル期間加える場合は、クランプ回路が必要となる。

点弧用パルスは図示したごとく最小 3V、80mA で 6μs 以上の幅が必要である。0.3μs 程度のパルスでも点弧しうが電流は直線的に増加する必要がある。

ゲート電流パルスの立上がり時間とアノード電流波形の 10% 値間の時間差を SCR の点弧遅れ時間 (t_d) といい、ゲート電流を増し負荷電流を小とすれば、減少するが、ゲート電流を 500mA 以上にしても 0.2~0.5μs 以下にはならない。アノード電流波形が 10% から 90% 値となる時間を立上がり時間 (t_r) といい、ゲート電圧の増加、負荷電流の減少とともに減少する。

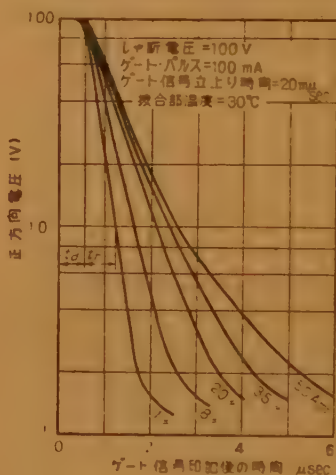


図3 SCR の点弧時間

Unijunction

(UJT) トランジスタ点弧回路：UJT 点弧回路は点弧電圧の安定性、点弧電流の極めて小なること、温度範囲が -55°C~175°C と広く、尖頭電流が 2アンペアなど SCR 回路にはかくことのでき

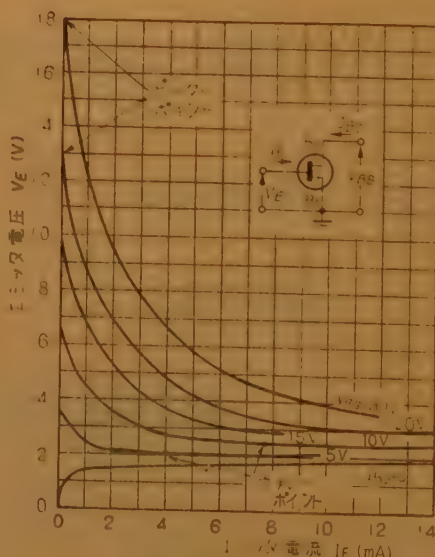


図4 UJT の点弧特性

ない要素である。

UJT のエミッタ電圧 V_E がピーク電圧 V_P に等しく、エミッタ電流 I_E がピーク電流 I_P

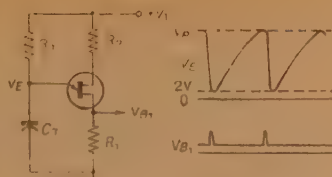


図 5 UJT の基本的トリガならびに弛張発振回路

より大きいと、UJT は点弧する。 V_P はベース間電圧 V_{BB} 、等価エミッタ・ダイオード電圧 V_D 、intrinsic stand off ratio η (バイアス・温度に無関係な定数 0.51 ~ 0.75) により

$$V_P' = \eta V_{BB} + V_D$$

V_P の温度による変化は主として V_D によるもので、抵抗 R_2 を $R_2 \approx 0.7 \cdot R_{BB} / \eta V_1 + (1 - \eta) R_1 / \eta$ に選べば V_P は温度に無関係に

$$V_P = \eta V_1$$

UJT のトリガ回路は簡単な弛張発振器で、振動周期は

$$T = \frac{1}{f} \approx R_T C_T \ln \left(\frac{1}{1 - \eta} \right)$$

消弧特性：SCR を流れる電流を、保持電流以下に減少するか、逆電流を瞬間流すと SCR は消弧する。電流零で約 100 μ s 後正方向電圧の阻止能力を恢復する。低インピーダンス源から逆電流によって約 12 μ s に恢復時間は減少する。消弧時間 (t_0) は、(1) 接合部温

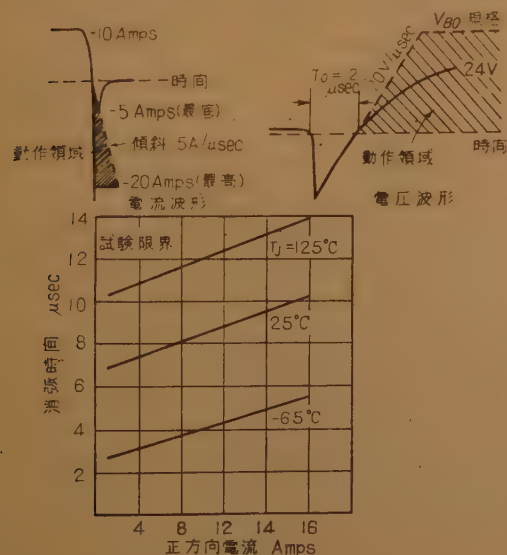


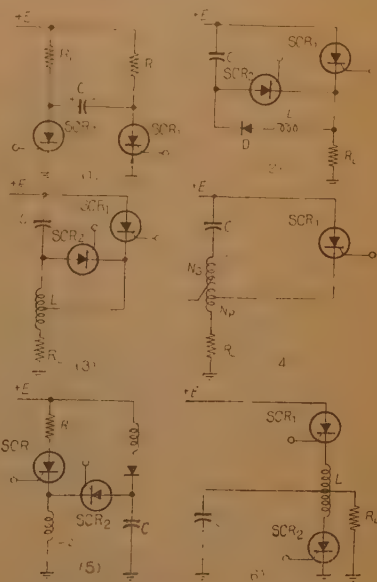
図 6 インバータ用 SCR (C-40) の消弧特性

度 T_J がますと t_0 もます。(2) 消弧前の負荷電流 I_F とその減衰率、 I_F 、減衰率が增加すると t_0 は増加する。(3) 逆電圧 V_R とその増加率、 V_R 、増加率がますと、 t_0 は減少。(4) V_R 印加時の回路インピーダンス。インピーダンスが減少すると t_0 は減少する。(5) V_R 印加後の正方向電圧の振幅と増加率。正方向電圧と増加率が増せば t_0 は増加する。

逆電圧印加後、電流は 2~3 μ s 流れキャリアは各接合端から拡散する。C-40 シリーズのもので、逆バイアス時 5~20 A の電流を許容している。逆電流増加率は最低 5 A/ μ s である。ここで再結合時間を考慮して C-40 シリーズで、接合部温度 125°C、初期正方向電流 10 A として最高 12 μ s となる。12 μ s は再印加される正方向電圧が 20 V/ μ s を越えないことを条件としている。

消弧回路：SCR の消弧に最も広く用いられる方法は充電されたコンデンサを、カソードがアノードにたいして正となるよう SCR に接続するものである。充電されたコンデンサは低インピーダンスの負電圧電源となり、5 A~20 A の逆電流を流して最小時間内に SCR を消弧する。

直・並列接続：SCR を定格電圧以上で使用する場合、直列接続をおこなう。このとき、各 SCR に並



(1) フリップ・フロップ (2) カソード・パルス消弧 (3) 負荷電流によるカソード・パルス消弧 (4) モルガン回路 (5) 変形カソード・パルス消弧 (6) チョーク中央利用の消弧

図 7 直流電流シャ断 (並列キャパシタによる転流) 回路

列接続する等価抵抗が必要で、抵抗の最大値は

$$r = K(nV_R - V_{PK})$$

V_R は連続定格最大値, V_{PK} は直列回路に加えられ最大正方向電圧, n は素子数, K は使用 SCR によりきまる定数.

直列回路の点弧方式としては各個に独立なゲート信号を与えるもの、従属点弧によるものがある。従属点弧の場合、正弦波回路での C_1 の最適値は

$$1/8 \pi f R_1 V_{\max} \leq C_1 \leq I_{GF} \cdot 10^{-7}$$

f は電源周波数 (c/s), V_{\max} は個々の SCR の最大アノード電圧, C_1 はトリガ・コンデンサ (F) $\cdot I_{GF}$ は SCR₂ を点弧するのに必要な最大ゲート電流 (A)

並列接続回路における最大負荷電流は

$$I_{\text{total}} = (0.8n + 0.2)I_{\text{cell}}$$

I_{cell} は素子が単独動作するときの定格電流。同一特性を用いた並列回路では、すべての素子を共通な heat sink にとりつけること、また各素子のアノード電流が valley point を越えるまでゲート信号を印加する。これをさらに確実にするため小形の飽和線輪を用いる。

特性の不揃の素子を用いる場合には、電流分配を等化させることが必要で、小電流では平衡用抵抗、大電流の場合は平衡リアクトルが望ましい。

2.2 SCR を用いた回路

交流スイッチ・インバータ・保護回路について特長あるものの二、三をつぎに示した。

交流スイッチ：図 11 において、SCR の点弧角は R_2 ないし Q_2 のベース電流 I_B を調整することにより変化する。 V_1 を CR_5 のなだれ電圧, β を Q_2

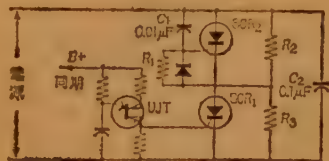


図 8 SCR の直列動作回路 (従属点弧)

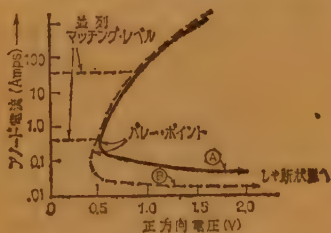


図 9 SCR を並列動作させるためのアノード電圧電流関係

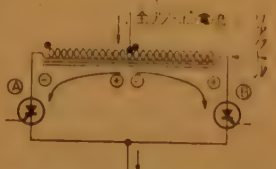
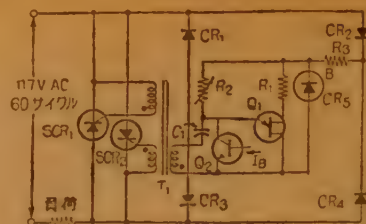
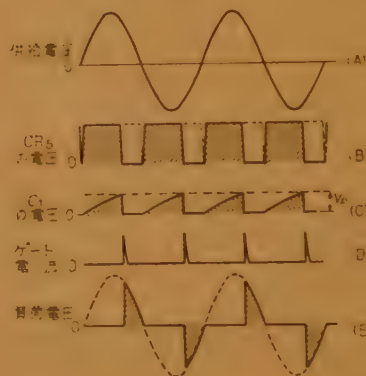


図 10 SCR の並列動作法



(a)



(b)

図 11 位相制御形 AC スイッチとその波形

のエミッタ接地電流利得, γ_1 は Q_1 の intrinsic stand off ratio とすると $1/2 f R_2 C_1 > 4$ として

$$i \beta \geq V_1 (1 - \gamma) / \beta R_2$$

のとき UJT は点弧せず負荷を生じない。

DC-AC 並列インバータ (一定・抵抗負荷) : この回路は対称的にトリガを行ない、電源電圧、周囲温度の変動にたいし 周波数安定度が高い。UJT 2 は、UJT 1 の 1/2 より若干低い周波数で動作し UJT 1 が点弧するとき常に同期パルスを受ける。C₂ は転流キャパシタ。

DC-AC 並列インバータ (変動負荷 ないし 誘動負

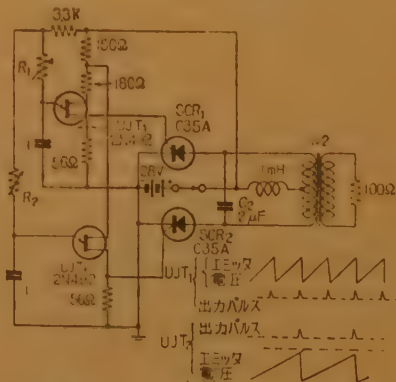


図 12 DC-AC 並列インバータ回路

荷)：転流キャパシタは特定の負荷にのみ適合するもので、軽負荷では矩形波と著しく異なり、SCR に加わる最大電圧も電源電圧の数倍に上昇する。図 13 は広い負荷状態とくにリアクティブ負荷においても矩形波出力となり軽負荷、無負荷

でも高電圧を発生しない。帰還ダイオード D_4 、 D_5 は電源電圧以上の電圧の発生を抑え、リアクティブ電力を電源に帰還し、負荷の力率の進み遅れを補償し転流キャパシタを小にすることができる。

保護回路：この回路はたとえば装置の入力に直列挿入して半サイクル以内に限流・シャ断を行なうもので基本的には並列キャパシタ転流形のフリップ・フロップ回路である。この回路の停止ボタンを閉じれば、SCR₂ 点弧して、SCR₁ 消弧し回路を開く。また R_1 の電圧が過電圧となると SCR₂ 点弧して過負荷または故障電流をシャ断する。

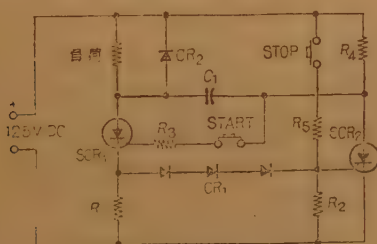


図 14 瞬時過電流シャ断回路

3. 新しいエネルギー変換技術と通信電力

通信機器に電力を供給する通信電力のエネルギー源は磁石局の一次電池をのぞいて、現在すべて商用電力に依存している。商用電力は全活線工事が困難な状態では多くて月 1～2 回、少ないところで年 1 回、最大 10 時間程度の停電は避けえない。これらの点から、予備エネルギー源として 10 時間は自己エネルギーまたは蓄積したエネルギーを持つこととなっている。ここで、商用電源の変動、停電等の質が、通信用としての所要規格にまで向上することを期待することは今後とも困難である。

そこで新しいエネルギー変換技術による直接電気発生

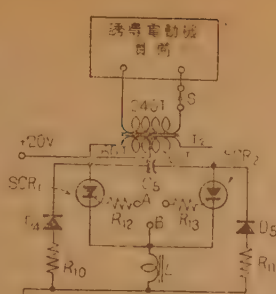


図 13 変動負荷ならびに誘導負荷にたいする矩形波発生インバータ回路

機関による電力の自立化が考えられる。自立電源としては古くから使用されている一次電池、太陽エネルギーを利用する太陽電池、化学エネルギーを直接電気エネルギーとする燃料電池、熱エネルギーまたは原子エネルギーを電気エネルギーに変換する熱電気(Thermoelectric)発電器、熱電子(Thermionic)発電器、熱磁気(Thermomagnetic)発電器、磁気流体力(MHD)発電器等がある。

3.1 太陽電池^{(10), (11)}

現在太陽電池は宇宙飛行体にとっては必須の電力源となっている。その他無人気象観測所・ラジオ・標示灯・ブイなど広い範囲に応用されてきている。通信電力としても 1955 年以来ベルにおいて P-1 形搬送方式用電源として 10 W の太陽電池が Amerscus, Ca. において実用に供されている。わが国でも 1958 年、日本電気が製作した、東北電力・信夫山頂・超短波無人中継所 70 W 太陽電池はよく知られている。しかし、一般通信用、さらには家庭用電力への普及のためには、根本的な能率の向上策と、価格の低減が必要である。

シリコン・セルの理論的変換効率は 21.6% で、現在最高のもので効率 14%、一般には 8～12% ないし、それ以下である。シリコン・セルの最大の損失は電子、正孔対の不完全収集にあり、これの改善方法として定エネルギー・ギャップ単一 PN 接合セルにたいしては、(1) 形状の変更、(2) シリコン以外の新しい材

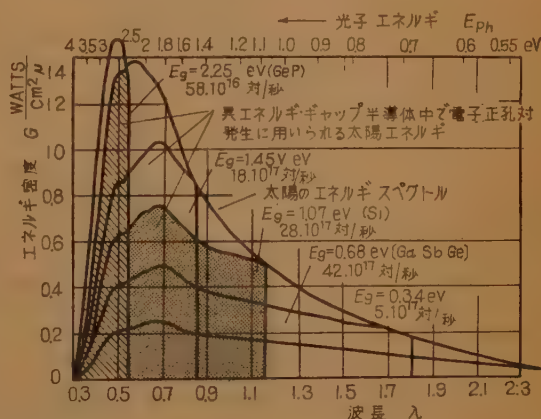


図 15 水平線位置での晴天日における太陽エネルギースペクトルでエネルギー・ギャップ 2.25, 1.45, 1.07, 0.68, 0.34 eV の半導体におけるそれぞれの電子-正孔対発生に利用される部分を示す。この場合の電子-正孔対発生の数あげた。ここでは完全吸収と無反射を仮定してある。

料の検討がなされている。

形状の変更はセルのとくに長さ対幅の比に関連するもので、 $0.5\text{ cm} \times 2\text{ cm}$ のセルの変換効率 $1\text{ cm} \times 2\text{ cm}$ に比し 20% 増加することが知られている。これは、正孔電流と低電流密度にたいし平均行程を短縮することとなる。また表面抵抗の減少方法として Contact Grid の適用が検討されている。これら形状の変更によって 15~16% の変換効率が可能となることが報告されている。

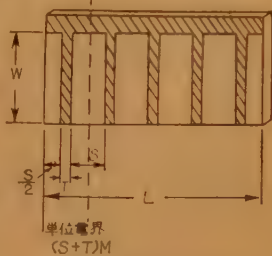
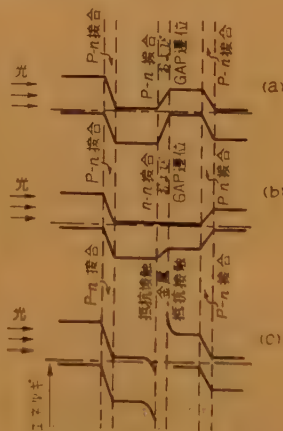


図 16 接触格子構造の形状

シリコン以外のエネルギー・ギャップの大なる材料として indium phosphide, gallium arsenide, cadmium telluride 等が検討されているが、シリコンに得られる以上の変換効率は期待できない模様。

新しい方法とし

て、多層 (Multi-layer) 太陽セル・Graded Energy Gap セル、Multi-transition セルが登場してきている。14 15 の太陽スペクトラムを、用いられる半導体物質に最も適した各自の異なった帯域に割りふるもの



- (a) $p-n-p-n$ 配列 (電子、正孔電流にたいする障壁)
 (b) $p-n-n-p$ 配列 (両接合それぞれより受ける光電流)
 (c) $p-n$ -接続金属- $p-n$ 配列

図 17 二層配列の場合の 3 つの可能エネルギーレベル図

太陽エネルギーの 73% 以上 (単一接合定エネルギー・ギャップセルで最大 46%)、最大変換効率 38.2% が得られる。さらに、太陽エネルギー・スペクトラムに完全に合うよう、エネルギー・ギャップを変化さす Graded Energy Gap セルが研究されている。

Multitransition セルは禁止帯内部にトラップ・レベルを導入して、高収集効率をあげようとするもので、2 トラップ・レベル、1 トラップ・レベルについ

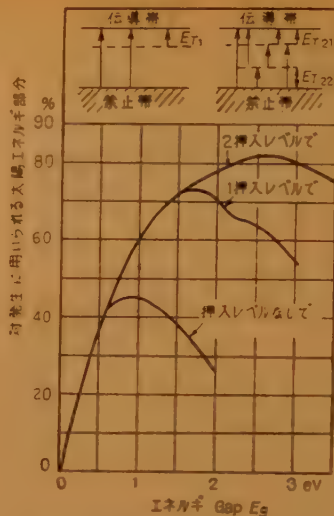


図 18 禁止帯に挿入レベルない場合、1. 挿入レベルおよび 2. 挿入レベルの場合の太陽電池 $p-n$ 接合において利用され得る太陽エネルギー

て理論的結果が報告されている。1 トラップ・レベルの挿入で光エネルギーの利用効率は 73%、変換効率の最高 51%、この方法は太陽エネルギー・スペクトラムに良く適合するとともに、エネルギー・ギャップの大なる材料が用いられる点理想的なものと言える。

価格の低減について興味ある問題はシリコン

セルの薄膜化である。図 20 は現用セル——キャリ

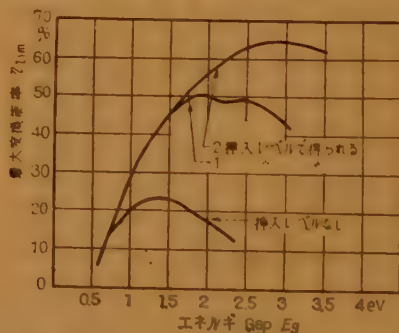


図 19 禁止帯に挿入レベルのない場合、一挿入レベル、および二挿入レベルの場合の最大変換効率

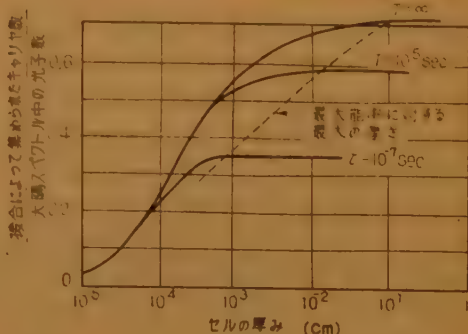


図 20 シリコン・セルの厚さと接合部で捕集されるキャリアの相対量

ヤの平行寿命 10^{-5} 秒・厚さ 4×10^{-2} cm——が変換効率に関係なく厚さを 10^{-3} cm にさげうることを示す。セルの厚さを $10^{-3} \sim 10^{-4}$ cm とし、(1) 材料価格はセルの厚さに比例する。(2) 薄膜セルの工賃は同一面積の現用セルの $1/10$ 。(3) 薄膜セルにおける材料費と工賃との比は現用セルと同一、とすると約 20 分の 1 の価格の低減——360 ドル/ft² が 20 ドル/ft²——が可能となる。

3.2 燃料電池 (Fuel Cell) ^{(12), (13)}

熱サイクルによる、燃料の化学エネルギーを電気エネルギーに変換する現行の石炭燃焼による発電の場合、その変換効率は熱力学的制限により制約される。熱が他のエネルギーの形に変換されるとき、絶対温度 T_H から T_C に低下し、理想状態において変換最大効率は $(T_H - T_C)/T_H$ である。

燃料電池は、燃料の化学エネルギーを電気化学的手段によって直接電気エネルギーに変換するもので、熱を仕事に変換する過程をまったく含まず、したがって、その過程は等温的であり、カルノ効率の制約をうけない。ここで、電池反応における自由エネルギーの変化を ΔG 、エンタルピー変化を ΔH 、エントロピー変化を ΔS とすると熱力学的法則から

$$\Delta G = \Delta H - T \Delta S$$

すなわち、電池の可逆的動作状態において、最大可能の電気的仕事量は ΔG に等しく、これは自由化学エネルギーの変化を表わしている。

理想状態での全エネルギーから電気エネルギーへの変換

効率 η_{id} は、

$$\eta_{id} = \Delta G / \Delta H = 1 - T \Delta S / \Delta H$$

最大可能変換効率は消費される熱およびエントロピーの相対値とその符号による。幸い重要な燃焼反応においては $\Delta S \approx 0$ 。かくして燃料電池系ではすぐれた理論効率が得られる。燃料電池系において、この反応にあづかった電子の数を n 、ファラデー定数を F 、 E° をその理論的開路電圧とすると、自由エネルギーは

$$-\Delta G = n E^\circ F$$

また、この系の flow rate factor を ϕ 、出力の電圧・電流を E_{cell} 、 i_{cell} とすると自由エネルギー効率は

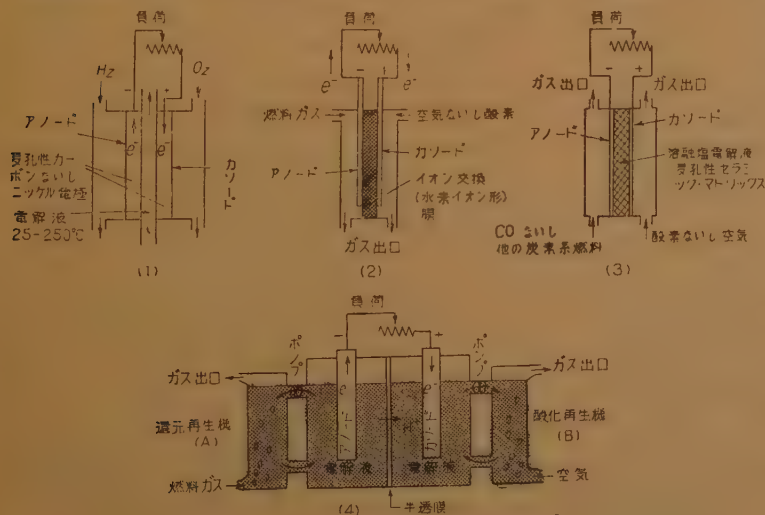
$$\eta = \frac{E_{cell} \cdot i_{cell}}{-\Delta G \cdot \phi}$$

かように、燃料電池は本質的には効率 100% という顕著な利点をもっており、電気エネルギーの蓄積のみ行なう従来の蓄電池とは、エネルギーの生成源となる点で、まったくその性質を異にするものと言える。

燃料電池の分類は大体つぎの 2 種の方法で行なわれ第一の分類法は反応を対象として、(1) 直接形燃料電池 (2) 間接形燃料電池。(3) 酸化還元形燃料電池。図 21 はその基本回路である。第二の分類方法は主として電池の温度を対象としたものである。

すなわち、(1) 低温形 $10^\circ \sim 65^\circ \text{C}$ 低圧 3 atm 以下、水素・酸素または空気燃料電池、米国 Standard Oil, National Carbon, G.E., Electrical Storage Battery, Allis-Chalmers, 独国の Ruhr-Chemie 等。(2) 中温形 $200 \sim 300^\circ \text{C}$ 25~60 atm 水素・酸素電池、英国 E.T.

Bacon, 米国 United Aircraft, Lesona Corporation。(3) 低温形炭化水素および酸素ないし空気電池、米国 Allis-Chalmers, National Carbon, Standard Oil, Lesona Corporation, 独国 Ruhr-Chemie。(4) 高温形 $300 \sim 800^\circ \text{C}$ 炭化水素および空気燃料電池、一般に熔融塩を電解液とする。米国 G.E., Curtis Wright-Lesona, United Aircraft, Pittsburg Consolidation, 和国 Ketelaar, 英国 Soudes Place Research Institute, ソビエト、(5) その他の電池 Lockheed, RCA, Dow Chemicals, Gulf Oil, Koppers,



(1) 水素-酸素 (KOH) (2) イオン交換膜 (3) 溶媒電池 (4) Redox (酸化還元)

図 21 各種燃料電池

Chrysler.

高温燃料電池は CO あるいは天然ガスのような安価な燃料を直接使用できる点将来が期待されている。この形の電池は燃料と電解質との接触、灰物の除去が問題となる。Ketelaar はマグネシア製のセラミック円板の細孔内に熔融 Na_2CO_3 , K_2CO_3 混合物を電解質とし、円板の両側は薄い金属でおおったガス電極で銀・鉄・ニッケル、ないし白金粉末を燃料極とし、大気圧、 $500\sim 800^\circ\text{C}$ 、 11 A/dm^2 、 $9\sim 30\text{ W/dm}^2$ で6か月損失なく動作したことを報告している。

中温燃料電池は Bacon Cell とよばれ、純 H_2 , O_2 を使用する。両極は多孔性の Ni で電解液側 6μ 、ガス側 30μ とし、電解液は 27% KOH の水溶液である。最近 3 kW で6時間使用の電池が $145\sim 725\text{ WH/kg}$, 175 WH/dm^3 と報ぜられている。

低温燃料電池の代表的なものとして National Carbon の水素-酸素電池がある。陰極は電解液に接する作用面を白金黒を含む多孔性活性炭素の水素ガス電極、陽極は多孔性炭素の酸素ガス電極で、電解液は 12-15 N KOH。試験用電池は軍用テレビ電源に使用されたことが報告されている。

G.E. のイオン交換膜燃料電池はイオン交換膜を電解質として、膜の両側から金属網または金属箔を電極として押しあて、構造の簡単・小形化をはかったものである。電流密度は非常に小さく ($1.6\sim 3.8\text{ A/dm}^2$)、寿命も 75 時間の使用が限度のようである。軍用の通信電源に試用されていることが発表されている。

表 1 各種液料電池の比較

	効 率		Watts (dm^3)	推 定 /kW
	実験値	理論値		
炭酸およびアルカリ電解質 溶融 - 酸素電極	—	91%	—	55,000 [門]
酸・水素 酸電解質	50~80%	99%	4~40	55,000 [門]
アルカリ電解質	$\leq 80\%$	83%	6~40	78,000 [門]
低 温	80%	83%	6~40	16,000 [門]
高 温	80%	83%	~100	—

3.3 熱電発電器 (Thermoelectric Generator) ^{(14), (15)}

二つの異種の金属の接合点を熱して起電力をうることは、すでにここ一世の間良く知られてきた。1847 年ごろにはすでに ZnSb-PbS を用いて、5% 程度の熱から電気への変換能率が得られている。近年この種

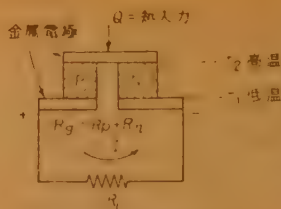


図 22 熱電子発電器の回路

たことによる。この熱電対材料はある種の半導体結晶からつくられ、半導体に比し高い導電率をもつ一方、金属に比し非常に熱伝導率は低く、実質的には高い起電力を示す。

熱電発電器の基本ユニットは P 形および N 形素子よりなり、各素子は図 22 のごとく電気的には直列に熱的には並列に配置される。P 形素子にある温度勾配をもたせると正孔の移動によって冷却点が加熱点にたいし、正の電位をしめす。N 形素子では電子の移動によって冷却点が加熱点にたいし負の電位を示す。

一般に熱電発電器の効率は 2 種類のパラメータの組合わせの関数である。

(1) 発電器の熱電対に作用する温度。これらの温度は通常熱源のそれと heat sink のそれである。

(2) 熱電対に用いられる材料の 3 つのパラメータ。すなわち Seebeck 係数・電気比抵抗・熱伝導度。

上記の 3 つのパラメータは一般に Figure of Merit Z に結びつけられる。

$$Z = \frac{S^2}{k\rho}$$

熱電対を形成する P 形、N 形の両方の材料にたいし

$$Z = \frac{|S_p| + |S_n|}{(\sqrt{k_p\rho_p} + \sqrt{k_n\rho_n})^2}$$

ここで S : Seebeck 係数 ($\text{volt}/^\circ\text{C}$)、 k = 熱伝導度 ($\text{watts/cm}/^\circ\text{C}$)、 ρ = 比抵抗 ($\text{ohm}\cdot\text{cm}$)

発電器としての熱電対の最適効率

$$\eta_{\text{opt}} = \frac{T_h - T_c}{T_h} \cdot \frac{M - 1}{M + (T_c/T_h)}$$

$$M = \sqrt{1 + \frac{1}{2}Z(T_h + T_c)}$$

Carnot 効率を導入すると $\eta_{\text{opt}} = \eta_{\text{tc}} \cdot \eta_{\text{carnot}}$ としめすことができる。ここで η_{tc} は温度 T_h, T_c の間で働くエンジンにより得られる最高理論効率である。一般にこれら材料のパラメータ S, ρ, k, Z は温度に依存する。ゆえに発電器の広範囲な温度幅をカバー、カルノ

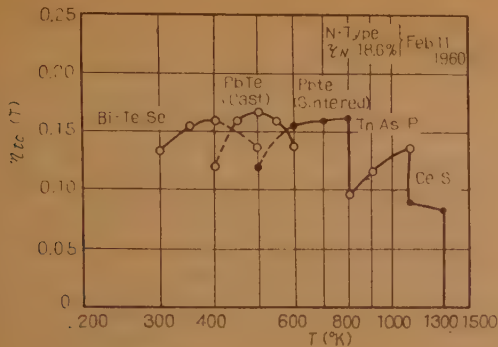


図23 N形材料

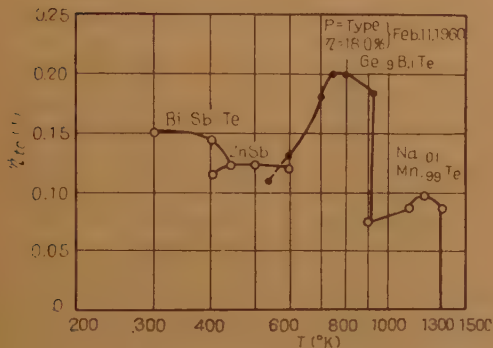


図24 P形材料

効率を高くするためには、異なった温度で最高の Figure of Merit をもたせうる多くの異なった熱電材料を利用する必要がある。図23、図24は $\eta_{tc}(T)$ をN形・P形材料にたいして 1000°C と 300°C 間で理論効率18%として示したものである。効率は回路の抵抗・外部熱伝導路・Chimney損失により一般に6~7%に減少する。

現在 Semimetal (Pb, Sb, Bi, Te 等) とその二元化合物ないし三元化合物、半導体、mixed valence compounds、液体熱電気材料に多くの研究実用化の努力がなされている。

半導体および Semimetal は $25^{\circ}\text{C} \sim 600^{\circ}\text{C}$ の発電温度に用いられる。 600°C 以上の温度—intrinsic condition—において、電子とホールは Seebeck 効果は相殺する。遷移金属混合体が 1000°C の高温領域で良好な熱電特性を示すことを Zener が明らかにした。たとえばニッケル・オキシド $\text{Ni}^{++}\text{O}^{--}$ は Li^{+} の付加により mixed valence compound $\text{Li}_x^{+}\text{Ni}_{1-x}\text{Ni}_{1-x}^{++}\text{O}^{--}$ に変化し抵抗の大きさ

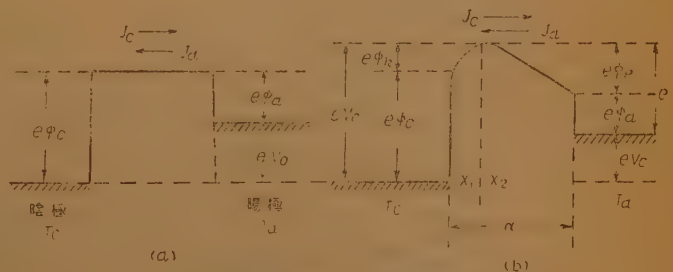
は付加した lithium の割合 x により変化する。 10% の lithium は数 $10\Omega\cdot\text{cm}$ から $10^{-2}\Omega\cdot\text{cm}$ に抵抗を変化する。また稀土混合物には耐火性熱電材料の高効率なものの多くの例がある。

現在、記録的なものとしては、 5 kW のものが、Westinghouse から発表されている。重量比出力も当初の 4 W/kg から 30 W/kg と改良されてきている。1965年には $Z=3 \times 10^{-3}^{\circ}\text{C}$ の材料を用いて、総合効率20%、出力 1000 kW 程度のものが期待されている。

3.4 熱電子発電器 (Thermionic Energy Converter, Thermoelectron Engine, Thermionic Generator) ⁽¹⁶⁾⁽¹⁷⁾⁽¹⁸⁾

熱電子発電器は普通、真空または低圧のガス中に電子放出する熱陰極と電子を捕集する冷陽極とを相対立させて配置した二極管構造をもつ。この発電器をその動作原理から表現すれば「陰極のフェルミ・レベルから熱的に放出された電子が陰極に対してより負のフェルミ・レベルにある陽極に達し、陰極—陽極間に両者のフェルミ・レベルの差に等しい電位差を形成する」ということができる。陰極—陽極間には一般に空間電荷が形成されるが、いまこの空間電荷が除去された場合、図25はこのときのポテンシャル・エネルギー図である。陰極表面での電子のもつポテンシャル・エネルギー $e\phi_c$ 、電子が陽極表面に達し伝導電子となるときに失うポテンシャル・エネルギー $e\phi_a$ 。したがって陰極から陽極に移された電子は、陽極にたいし $e(\phi_c - \phi_a) = eV_0$ のポテンシャル・エネルギーをもつこととなり、外部回路に負荷を接続すれば仕事がなされる。大なる出力電圧をうるためには $\phi_c \gg \phi_a$ が必要で、大なる出力電流をうるためには空間電荷障壁を除去することが本質的に重要な問題となる。また温度制限領域の電子放射 J は仕事関数 ϕ と

$$J = AT^2 \exp(e\phi/kT)$$



ϕ_c : 陰極の仕事関数 ϕ_a : 陽極の仕事関数

図25 熱電子発電器のポテンシャルエネルギー図

なる関係がある。ここで A は一定数、よって $\phi_a \ll \phi_c$ なる条件から $J_a \ll J_c$ なるためには T_a は十分に低いことが必要となる。

この発電器を実現する具体的方法は、空間電荷を除去する方法で大別される。(1) 陰陽両極間の距離を接近させる。(2) 正イオンによって中和する。(3) 電磁界を用いる。(4) 加速グリッドを用いる。実用的に可能性のあるものは (1), (2) である。

陰陽両極間隔を接近させる方法は両極間が高真空に保たれる。両極間の距離は実用的な発電器をうるためには 0.001 cm 程度まで小とせねばならない。空間電荷が除去された場合、最大出力 $P_{\max} = J_s(\phi_c - \phi_a)$ で与えられる。ただし $(\phi_c - \phi_a) > kT_c/e$, J_s は陰極温度 T_c でえられる J_c の最大値で陰極の飽和電流。

高温加熱体の仕事関数がガスのイオン化電圧 (V_i) よりも高い場合には、加熱体の表面でガスがイオン化される。加熱体として $W(e\phi = 4.5 \text{ eV})$, $Mo(4.2 \text{ eV})$, $Ta(4.3 \text{ eV})$ 等を用いる場合、上の条件を満たすものとして $Cs(eV_i = 3.88 \text{ eV})$, $Rb(4.16 \text{ eV})$, $K(4.3 \text{ eV})$ などの蒸気を用いるが、実際にはほとんど Cs が使用される。 Cs は空間電荷を中和させるほかに、低温の陽極に収着してその仕事関数を下げる。陰極にも付着して電子放射を増大させる利点がある。 Cs の蒸気圧がある程度高くなった場合、陰陽両極間げきが伝導度の大きなプラズマで充満されているとみてよく、陰極—プラズマ接触面が高温接点、陰極—プラズマ接触面が冷接点である熱電対とみなせる。添字 1, 2 はそれぞれプラズマ、金属を表わすとすれば、負荷抵抗の両端の電圧 θ_{12} は

$$\theta_{12} \approx \left(\frac{d\theta}{dT} \right)_1 (T_c - T_a)$$

ただし実用の範囲で $(d\theta/dT)_1 \gg (d\theta/dT)_2$ とした。 $T_c = 3000^\circ\text{K}$, プラズマ中の電子濃度, $10^{18}/\text{cm}^3$ で, $(d\theta/dT)_1 \approx 1.5 \times 10^{-3} \text{ V}^\circ\text{K}$, 陰陽両極間温度差 2000°K とすれば Seebeck 起電力として約 3 V の電圧が期待される。損失エネルギーを電子放射冷却のみとした場合の効率を電子的効率 η_e , ほかに放射, 伝導, 対流等の熱損失, リード線での電圧降下を考慮した効率を総合効率 η_s とする,

$$\eta_{e\max} = \frac{\beta}{\beta + 2} (1 - \theta)$$

ただし $\beta = eV_c/kT_c$, $\theta = T_a/T_c$ で実用の範囲で $\beta = 18$ とし $\eta_{e\max}$ は Carnot 効率の 90% に達する。

熱放射損失 (P_R), リード線熱伝導損失 (H_w), 電圧降下 (V_w) を考慮して, T_a が充分低いとき

$$\eta_s = \frac{J_c(V_c - V_a - V_w)}{P_R + H_w + J_c(V_c + 2kT_c/e)}$$

と示される。

基礎的実験では変換効率 10% 以下, 最大のもので 16.8% と報告されているが, G.E. では図 26 のごとき開発の予想を発表している。

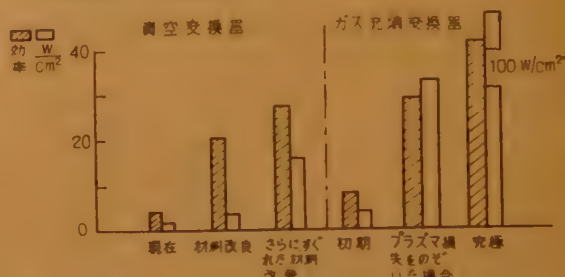


図 26 G.E. における熱電子発電器の開発の予想

3.5 熱磁気発電器 (Thermomagnetic Generator) ^{(19), (20)}

熱エネルギーの電気エネルギーへの変換に、熱磁気的変換器が利用しうことは、すでにしばしば提案されてきた。図 27 は変換器の概要で、永久磁石、ギャップ材としての強磁性体、コイル、熱源、heat sink よりなる。

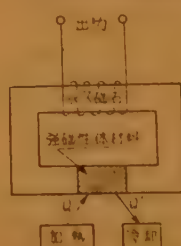


図 27 熱磁気発電器の概要

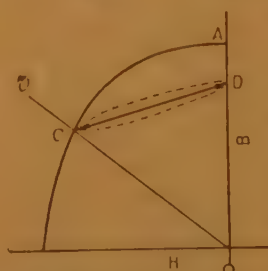


図 28 強磁性材の減磁曲線 CD 線は熱磁気的発電器の動作線である

利用することはむずかしい。

この装置の動作は図 28 永久磁石の減磁曲線で示さ

強磁性材料はキュリー点をよぎり循環加熱される。一般に磁性材料のキュリー点が高いこと、出力あたりの材料の大なることから、この種、装置の実用化が真面目に考慮されることはなかった。キュリー点が高いと永久磁石の特性は劣化し、装置の熱力的効率は (dT/T) は低い。しかし室温付近にキュリー点をもつ Gadolinium の発見により、装置実現のおもな障壁はとり除かれた。これによって、低温熱源から電力をうることができる。このような低温の熱エネルギーを他の方法で

ニュース

◆本土—沖縄間マイクロ波回線計画

現在電電公社では鹿児島と名瀬との間の市外電話回線増設のため、鹿児島県大浦と奄美大島朝戸との間を見通し外通信方式で結ぶ 2,000 Mc 帯マイクロ波回線を工事中であり、近く実用に供されることになるが、一方昭和 34 年 5 月琉球の電信電話事業が政府の手を離れ公社が発足したことに伴い、現在本土との間の通信がわずかに短波 SSB 方式の電話 3 回線と、電信 2 回線のみで、通信の疎通に不十分なことが、および沖縄本島内にテレビ放送局が 2 社発足したことから、前記鹿児島・名瀬回線を沖縄本島那覇まで延長してほしい旨の要望が高まり、本年 3 月末に日本政府と電電公社が沖縄島内分の設備について援助をおこなう法律と予算が国会を通過し、琉球側の要望に応えることになった。

この決定に先立ち、この区間が見通し外通信方式でどの程度の回線品質が得られるかを調査するため、35 年 3 月から 5 月まで伝ばん試験がおこなわれたが、徳島の山岳回折利得によって比較的良好な回線が作成しうる見通しが得られている。

見通し外区間について電話は 2,000 Mc 帯(FM,出力400 W 予定)テレビは 1,000 Mc 帯(FM,出力 1 kW 予定)が使用される計画であるが、これは将来の回線増にそなえるためであって、伝ばん特性を考慮したためではない。

この画計を実施するに際して、琉球が現在おかれている特殊な情勢から種々の困難が予想されるが、36年度建築, 37年度設備の工事をおこない、大略 38 年春頃開通の運びとなる予定。

◆電波関係規則の大幅改正

郵政省では、1959 年ジュネーブで開催された国際電気通信連合 (ITU) の無線主管庁会議による無線通信規則および追加無線通信規則の改正にともない、国内諸規則すなわち電波法施行規則、無線局免許手続規則、無線従事者国家試験および免許規則、無線局運用規則、無線設備規則の大幅改正を行ない 6 月 1 日に公布、施行した。改正の要点はつぎのとおりである。

- (1) 左横書きになったこと。
- (2) 新しく定義された語を大幅に追加挿入した。
- (3) 周波数、空中線電力、電波の型式等国際条約で決められた基準および数値はできる限り諸規則の内に組み入れ現在の諸規則の体裁をととのえた。
- (4) 今まで通達等により規則の不備を補っていたものについては、できる限り規則の内に挿入した。
- (5) 技術の進歩発達にともない、空文化した規則を除き、新しい項目を追加した。

◆公社新 4 Gc 方式の装置完成

電電公社では従来 4 Gc 帯の標準方式としてわが国のマイクロ波基幹回線に広く用いられてきた SF-B3 方式に代わり、さらに伝送品質および安定度の向上をはかった SF-B4 方式の開発を進めてきたが、このたびその最初の中継機および変復調機が完成した。本方式は 960 チャネルの超多重電話信号あるいはカラーテレビ信号を国際規格を満足して伝送しうるもので、そのおもな仕様を従来の SF-B3 方式と比較すると次表のごとくである。なお本方式は最初に大阪—金沢間に施設され、本年末開通の予定である。

SF-B3 方式と SF-B4 方式のおもな仕様の比較

	SF-B3 方式	SF-B4 方式
雑音規格	7500 pW/2500 km	7500 pW/2500 km
送信出力	3 W (35 dBm)	5 W (37 dBm)
雑音指数	15 dB	13.5 dB
μ -IF 帯幅特性	0.5 dB/±10 Mc	0.4 dB/±10 Mc
IF- μ 帯幅特性	0.7 dB/±10 Mc	0.4 dB/±10 Mc
μ - μ Delay 特性	16 m μ s/±10 Mc	6 m μ s/±10 Mc
中継機入出力インピーダンス	VSWR 1.10/ ±10 Mc	VSWR 1.05/ ±10 Mc
変復調機帯分特性	1.0%/±6 Mc	0.5%/±6 Mc
空 中 線	3 m ϕ (利得 39.5 dB)	4 m ϕ (利得 42 dB)

◆36 年度の NHK テレビ放送局建設状況

テレビ第一次チャネルプランの修正(教育テレビ局のチャネル追加割当)、第二次チャネルプランの決定に伴い NHK では極めて活発なテレビ放送局の建設工事が開始されたが、既に今年度に入ってから網走テレビ放送局 (1 kW) をはじめ、三次、北見、高田サテライト局 (いずれも 75 W)、佐伯サテライト局 (30 W) が完成し、それぞれ運用を開始したほか、わが国で最初の中継システム化サテライト局が鳥取県の智頭に誕生し、0.05 W の出力で運用を開始した。さらに年度内完成を予定して建設を進めている局に、テレビ放送局では稚内 (250 W)、サテライト局では 250 W 級の中村 (高知県)、八幡浜 (愛媛県)、北福岡 (岩手県)、100 W 級の高山 (岐阜県)、人吉 (熊本県)、宇和島 (愛媛県)、荻 (山口県)、竹原 (広島県) などがある。

なお、中標津 (北海道)、大館 (秋田県)、芦別 (北海道)、大船渡 (岩手県)、大野 (福井県)、中津川 (岐阜県)、輪島 (石川県)、枕崎 (鹿児島県)、松本 (長野県)、ほか 10 数局のサテライト局の建設についても上記の局に引きつづき準備が進められている。

UHF 実験局は日立、大津両地区をモデル地区に選んで建設の準備を急いでいるので、今年末頃にはわが国最初の UHF 帯サテライト局が誕生する予定。

札幌テレビ放送局は、現在市内にあるテレビ塔から電波を発射しているが、教育テレビ局の増設を機会に、総合、教育両系統の放送所施設を手稲山頂に移設する予定で準備を進めているので、昭和 37 年度の上半期頃には 10 kW 級の無人テレビ放送局が出現することとなる。

教育テレビ局の増設工事は名古屋実験局 (10 kW) を本格施設化するほか、高知、青森、静岡、小倉、釧路、尾道、金沢、熊本、鹿児島などに教育局が年度内に完成する予定であるが、これと同時に、37 年度に教育テレビ局を開設するために必要な既設局の周波数変更工事 (放送機、空中線系の取替工事) を新潟、甲府、大分、長崎、浜松、広島、高田の 7 局について進めているので、さらに教育テレビ局が飛躍的に増加する見込みである。また、既設サテライト局の教育増設工事も親局の増加に伴いますます必要となるが、本年度には呉、三次、高山、吉原などに教育サテライト局が完成する予定である。

◆市内 PEF ケーブル昭和局に布設

すでに本欄で紹介した市内 PEF ケーブル (PEC ケーブルの正式名称) については、その後試験局所も昭和局に選定

され、ケーブル仕様書ならびに各種工法等の制定が進められていたが、この 7 月より工事に着手した。37 年 2 月に工事竣工の予定で、その後 38 年 3 月まで試用試験が施行される。

主要工程ならびに試験項目はつぎのとおりである。

工程

地下ケーブル	0.32 mm	1000~3000 対	約 4 km
架空ケーブル	0.32 mm	30~600 対	25 "
	0.4 mm	30~200 "	4 "
	0.5 mm	50~200 "	0.3 "
	0.65 mm	50~200 "	3 "

試験項目

建設時	架空ケーブル架設工法
	" 接続 "
	地下ケーブル布設工法
	" 接続 "
	局内成端工法
	防湿隔壁工法
保全時	障害状況
	ケーブルの伸縮移動

なお、本局の改式は新形電話機と共に実施されるが、ケーブルの細心多対化による線路施設費の経済化は大きく、本試験の結果によっては、全国的に市内 PEF ケーブルが使用されるものと思われる。

◆ 通研の中性子回折装置完成

電電公社通研で 34 年度春から計画していた中性子回折装置がこのほど完成（三菱電機製作）し、原子力研究所第 2 号原子炉への据付工事が終了した。

この装置は物性研究用としては大形のものであり、この規模では原研につぐ 2 台目で、運転の自動化、その他の新しい機能を取り入れ測定能率を高めるよう設計されている。大きくみて 2 つの特長があり、第 1 は特定のエネルギーの中性子だけをとり出すモノクロメータ 2 台を持ち、同時に 2 つのゴニオメータを運転することができる。第 2 は単結晶の試料の測定が自動的に行なえるようプログラムコントロール装置が付されていることである。単結晶試料の場合、試料と計数管とをそれぞれ独立に回転させ、しかも一定角度での送り、シャッタ開閉、計数、印字などの操作を自動的にさせるように、あらかじめプログラムを組んでテープに入れておき、これをプログラムコントロール装置に入れて回折装置を運転するようになっている。この他、中性子線の磁気能率の方向をそろえるポーラライザ、試料に磁場をかける大形電磁石などを付属しており、また来春までに、試料を液体ヘリウム温度までに冷やすクリオスタットが作られる予定。

この装置により、磁性合金、金属内化合物、強誘電体その他の結晶構造、磁気構造などを調査し、電気通信材料開発への基礎データの提供が期待される。



◆ ITV の進出分野広がる

わが国の ITV (工業用テレビ) が始めて設備されたのは昭和 29 年で、その当時の需要はもっぱら水力発電所のダム監視と火力発電所の炉内監視が主たるものであった。その後、工場管理、銀行、医療、放射線関係、宣伝など各種の方面への利用が急速に開拓されてきた。ITV 装置の最近の生産状況は表 1 のとおりである。

表 1

	装 置 (基) 数	生産金額 (千円)
昭和 32 年	51	36,898
33 年	78	88,293
34 年	58	123,327
35 年	85	128,013

最近では ITV の新分野への進出は目覚ましく、トランジスタ化、遠隔操作、ビデオンの高性能化、カメラの小形化の技術進歩と相まって、色々な付帯施設の関連によって技術競争がはげしい。最近までの有線による ITV の進出分野の割合の概略は表 2 のとおりである。

無線による ITV は昭和 35 年から本格的に施設されるようになった。大部分は銀行のバンカビジョンと呼ばれる帳簿照合用で、実用化試験局として予備免許になったのは昭和 34 年度に小金井工業高校、三和銀行 (大阪)、松下電器産業、昭和 35 年度には富士銀行 (大阪)、東海銀行 (名古屋)、三菱銀行、富士銀行、三和銀行、野村証券 (いずれも東京) などで、近く住友銀行、三井銀行、東海銀行に設備される予定である。また郵政省が無線 ITV に用意している周波数は 830 ~ 920 Mc である。

表 2

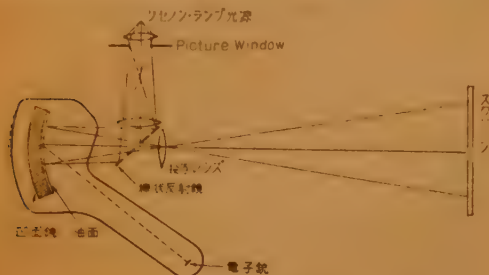
分 類	主 内 容	比 率
電力関係	ダム監視、水位監視、取水口監視、屋外機器監視、燃焼監視、炉内監視、水面計監視など	32.2%
医学、教育、研究関係	医学 (手術治療など)、防衛庁、教材、各研究所、各試験所	17.1%
商業、宣伝用	宣伝、展示、人員整理、テレビ電話、講演、公会堂、劇場など	16.0%
作業工程監視	工場工程監視、事務管理、光学読版、製紙工場水面計監視、鉱研風洞監視その他、水椿監視、炭坑作業監視	15.5%
放射線などの危険物取扱関係	原研、科研、電試その他原子力、放射能関係における監視	8.3%
特殊作業監視	ガラス工業、ガス工業製鉄所などの炉内監視、ロケット燃焼監視、高圧実験監視、電子顕微鏡の脱取、ナックカメラとの連結	5.0%
工事監視	海底、水中監視、工事現場監視、潜函工事監視	2.9%
X 線テレビ		1.5%
銀行、証券	帳簿照合、相場	1.5%

◆ 無線によるアイドフォアの実験

テレビの画面を映画なみに大形スクリーンに投与するアイドフォア (Eidophor) は劇場テレビともいわれ、テレビのみならず、映画会社からのフィルム放送を受けて映画をうつすことができるので、映画の革命として映画界では早くから実用化を計画している。すでに欧米では、ローマオリンピック

大会をはじめ、劇場用、教育用として実用されつつあり、とくに米国においては、これの改良したものを Light Valve Projection 方式と称して軍用に使っている。

日本ビクターでは7月10日アイドフォアの電波による性能試験を目的とし東京放送スタジオから VTR による映像信号(空中線電力 0.1 W, 周波数 7012.5 Mc および 7087.5 Mc, 電波型式 F-9)を厚生年金会館において受信し、アイドフォアを使って映像を 4m×6m のスクリーンに投写し、その画面の受像公開実験に関係者を招いて行なった。



◆極東米軍用マイクロ通信網具体化

極東地区駐留の米軍は日本各地、沖縄、韓国にある基地相

採録決定論文

8月編集会分 [] 内の数字は寄稿月日

- 秋丸春夫：交換方式の最適設計について [36.5.10]
 佐尾和夫：空電の VLF 帯周波数スペクトル [36.3.30]
 川島将男：微分反響形可変波形等化器 [36.5.1]
 福島邦彦：二次元画像の冗長度—テレビ伝送帯域圧縮の理論的限界— [36.5.10]
 木沢誠、実川卓次、大岸洋、田島智平、木村馨：磁気テープを用いた情報検索機 [36.5.17]
 布施 正：大振幅励振時のパラメトリック増幅器の利得変動について [35.12.23, 36.5.30]
 土屋正次：振動負荷法を用いた微小反射係数直視装置 [36.6.17]
 崎崎賢治、大友元春：横形電子ビームパラメトリック増幅器の一般解析 [36.5.2]
 石井康博：進行波形パラメロン増幅器について [36.5.10]

互間を結ぶマイクロ波による通信網を計画し、局舎および居住設備の建設、無線・搬送機器等一切を含み総額約36億円にのぼる全施設の国際入札が行なわれていたが、このほど日本電気(株)が契約に成功した。

マイクロのサイトは17か所、その内9リンクは 2000 Mc トロポスキヤ OH 方式、3リンクは 7000 Mc 回折 OH 方式が採用される。最大区間距離は 550 km (九州南端—沖縄)で、この場所では送信出力 10 kW クライストロンが、受信側ではパラメトリック増幅器付超高速度受信方式が四重ダイバーシチで使用される。

OH 1ルート最大電話回線数は 60 チャンネルで世界一流となる予定である。また搬送機器は全トランジスタ化のもので、場所により S/N 改善用のコンパンドが使用される。機器が運搬されると3か月間総合テストが行なわれ、そのデータにより検収されるが、納期はそれを含めて 18 か月である。

標準電波の偏差表

郵政省電波研究所

JJY STANDARD-FREQUENCY TRANSMISSIONS

(The Radio Research Laboratories)

Frequencies

2.5 Mc/s, 5 Mc/s, 10 Mc/s, 15 Mc/s

Date	Frequency	Lead of JJY	Date	Frequency	Lead of JJY
1961	Deviation	Impulses on	1961	Deviation	Impulses on
Jan.	Parts in	J.S.T. in	Jan.	Parts in	J.S.T. in
	10 ⁻⁶ 0900	0900 J.S.T.		10 ⁻⁶ 0900	0900 J.S.T.
1	0	+ 9	16	- 3	-13
2	+ 1	+ 9	17	0	-13
3	+ 1	+ 9	18	0*	-13
4	+ 1	+ 9	19	- 5	-13
5	+ 1	+ 9	20	- 5	-14
6	+ 1	+ 9	21	- 4	-14
7	+ 2*	+ 9	22	- 4	-14
8	- 2	+ 9	23	- 4	-15
9	1	+ 9	24	- 4	-15
10	- 1	+ 9	25	- 4	-15
11	- 2	+ 9	26	- 5	-16
12	- 2	+ 9	27	- 5	-16
13	- 5	+ 8*	28	- 5	-17
14	- 5	- 12	29	- 4	-17
15	4	- 12	30	- 4	-17
			31	- 4	-18

The values are based on the Time Service Bulletin from the Tokyo Astronomical Observatory.

* Adjustment were made on the days indicated by*

本 会 記 事

第3回理事会 第1回評議員会

(昭和 36 年 7 月 27 日, 午後
5 時半 本会事務所会議室)

広田会長, 三熊, 小島, 内田各副会長, 野村理事, 染谷監事, 田中庶務幹事, 柿田, 香西両会計幹事, 関口, 末武各編集幹事, 宇都宮, 岡登両調査幹事, 田中, 武田, 伊藤, 安田, 杉山, 田島, 妻藤各評議員および肥土主事出席。

議 事

1. 誘導調整委員会の報告について

委員長大山松次郎氏より昭和 26 年 7 月発足以来の成果をまとめた報告書の提出があり, なお将来関連する技術的諸問題の調査研究を引き続き行なうために, 別途適当な組織を設けることが望ましいとの申出があったことについて協議の結果, この報告を承認, 将来の調査研究組織の設置については, 電気学会と歩調をそろえてこれに協力することに決定した。

2. 電気四学会連合大会のあり方について

36 年第 2 回理事会の決議および 37 年連合大会委員会からの要請もあり, 連合大会のあり方について検討した。まず事務局から過去における連合大会の推移について資料を提出説明し, 種々意見の交換を行なったが結論に至らず, 適当の時期に, これに関する四学会の連絡協議会のごときものを設けて検討することとなるものと思われるが, 役員でこれに関する改善意見のある方は事務局へ報告し, これをまとめて次回に協議することとした。この間つぎのような意見が述べられた。

- (1) 現在のように, 逐年ぼう大な大会となるようでは事務的に会場の関係からも何らかの改善策が必要と思われる。
- (2) 現在のような連合大会を廃止して, 各学会単独でそれぞれ行なうような場合にも, 四学会会員はそれぞれ同等の条件で参加できるようにしたい。
- (3) 毎回論文が著増しているところを見ると, 会員の連合大会に対する関心は相当強いものがあると思われる。
- (4) 会員の希望はどうか, 事務的にどうか, 会場の困難さ等について充分検討する必要がある。

3. 会員の入会承認について

つぎの通り, 新規会員の入会を承認した。

正 員	相 沢 悦 夫 君	外 46 名
准 員	石 田 裕 君	外 34 名
学生員	青 木 彪 君	外 89 名
特殊員	日立製作所那珂工場図書室	
	日本電子産業株式会社	
	チャールズ・イー・タトル商会 (4 口)	

計

178

4. 会費長期滞納会員除名手続について

「会費滞納による除名会員調査」に基づいて協議したが, 各役員の配慮により, 復活できるものが相当あると思われるので, 各役員において知り合いまたは関係の向に所属する会員に会費の払込を懇諭し, また各支部にも依頼してできるだけ除名会員を少なくするよう努力し, 次回理事会でさらに審議することとした。

5. その他

- (イ) 本多記念賞候補者推せんについて
- (ロ) 毎日学術奨励金候補者推せんについて

(ハ) 毎日工業技術賞候補者推せんについて

以上は各大学, 研究所等相当広範囲に推せん依頼が出ており, また, 学会としては期日までに公平な候補者選考を行なうことは困難と思われるので今回は見送ることとした。

(ニ) 第 3 回原子力研究総合発表会への参加について

前回同様共催学会として参加し, 分担金も昨年(5,000 円)程度の割当ならばこれに應ずることに決定した。

報 告

(1) 会員現況 (昭和 36 年 6 月 30 日現在)

会 員 別	名誉員	維持員	正員	准員	学生員	特殊員	計
昭和36年5月末会員数	9	177	9,352	2,122	1,107	198	12,965
入 会			31	17	249	6	303
退 会			12	15			27
6月末会員数	9	177	9,371	2,124	1,356	204	13,241
増 減			19	2	249	6	276

(2) イ. 会計別収支状況 (昭和 36 年 6 月分)

会 計 別	収 入	支 出	差 (△は減)
一 般 会 計	2,682,054	1,486,609	1,195,445
公 益 事 業	4,562,175	2,421,191	2,140,984
特殊事業会計	—	—	—
選奨資金会計	—	6,940	△ 6,940
稲田記念資金会計	—	—	—
岡部記念資金会計	—	—	—
職員退職積立金会計	—	—	—
収益事業会計	2,259,551	2,503,635	△ 244,084
仮受払金・預り金	252,511	366,080	△ 113,569
計	9,756,291	6,784,455	2,971,836

ロ. 資金月末現在高 (昭和 36 年 6 月末)

種 別	年度初 3月31日 現在高	前月末	6月30日	年度初 との差	前月末 との差
預 金	4,940,448	5,917,045	5,603,240	662,792△	313,805
内 普通預金	800,141	1,608,216	1,292,752	492,611△	315,464
当座預金	38,251	181	1,840	△ 36,411	1,659
振替 信託預金	4,102,056	4,308,648	4,308,648	206,592	—
貯 金 一般口座	106	494	789	683	295
小切手払座	578,000	2,383,000	5,661,264	5,083,264	3,278,264
小 計	5,518,554	8,300,539	11,265,293	5,746,739	2,964,754
現 金	103,991	95,374	102,456	△ 1,535	7,082
合 計	5,622,545	8,395,913	11,367,749	5,745,204	2,971,836

(3) 第 1・四半期分会計状況

第 1・四半期(4月~6月)の収支実績および資金現在高の増減について柿田会計幹事から報告があり, 各会計共大体順調に動いているが, 資金現在高において, 年度初に比し, 574 万余の増となっているのは, 特別会計で維持委員会費の収入が当期にかたよった(予算に比し 93.5%) ためである旨説明があった。

評 議員 会 議 事

第 1 回 および 第 2 回理事会における重要議題と思われる下記各項について担当役員から説明および報告があり, いずれも了承された。

1. 前年度理事会よりの申継事項の処理について

(1) 37年度からの本会事業活動の推進について

事業計画拡充臨時委員会が2回にわたり検討したがまだ結論に達していない。早急に委員会を開催して何らかの結論を得よう努力する旨三熊委員長から説明があった。

(2) 会費の値上げについて

諸般の情勢から、来年度の会費値上げは避けられないと思われるが、何%の値上げを適当とするかまだ結論を得ていない。前項事業拡充計画とのからみ合いもあるので、前項拡充委員会の結論をまって検討を進めたい旨柿田会計幹事から報告があった。

(3) 維持員増強の推進方継続について

昨年度は20口以上の大口維持員に対し会費倍増の懇請をし大体所期の成果を挙げたが、目下それ以下の小口維持員に対しても会費増額の依頼をするよう計画中の旨柿田会計幹事から報告があった。

(4) 選奨関係事項について

論文賞委員会と著述賞委員会を一体とすることは第1回理事会で可決された。なお、稲田記念学術奨励金、岡部記念研究奨励金に関する事項は、それぞれの委員会で検討することとした旨田中庶務幹事から報告された。

(5) 国際会議出席者に対する措置について

担当調査幹事において中継通り措置する。渡航費、滞在費等他機関の拠出金の取扱については大別紙の手続によることとしたが、拠出機関の課税関係について関係の向を調べた上善処することに宇都宮調査幹事から報告があった。

2. 国際シンポジウム計画について

1963年に予定されるPGITおよびPGCTの両シンポジウムは学会としてはタッチしないことに決定、1964年のPGMTT関係は国際シンポジウム準備委員会(委員長 森田 清君)でもっと具体的計画を練ることとした旨宇都宮調査幹事から報告があった。

3. 地方評議員の補欠について

昭和35年選出地方在住評議員北原安定君(関西)および谷口久夫君(中国)の転出に伴う後任は、補欠選挙を行なうべきところ、経費および残任期の点から考慮して補欠選挙は行

なわず欠員のままとして置くことに決定した旨田中庶務幹事から報告があった。

4. 電気通信規格調査会の報告について

電気通信規格調査会で学術用語の調査も行なうこととなったので、委員会規程の一部を改正することに決定した旨岡登調査幹事から説明があった。

5. 電気通信技術委員会の報告について

7月18日行なわれた電気通信技術委員会の議事について宇都宮調査幹事から、つぎの通り報告があった。

(1) 各研究専門委員会の委員制度について

従来、委員長と幹事だけで委員は置かなかったが、今回明確に委員制度を置くこととなり、目下各委員会委員選定中。

(2) 国際シンポジウムについて

(2. 国際シンポジウム計画について) 参照。

(3) 東洋レーヨン技術賞候補推選について

各研究専門委員会委員長に対し、候補者推選を依頼した。

(4) Transactionの発行について

1の(1)事業計画拡充委員会の結論待ちの状態である

(5) 技術委員会全般の問題について

研究専門委員会はすべての分野にわたらなければならないと思われるが、部品関係、電子交換等の委員会が無い。これらについて再検討する必要があるとの意見が述べられた。

なお、これに関し、磁気記録の研究専門委員が欲しい旨野村理事の発言があった。

各種委員会会合状況

1. 編集関係

イ. 海外論文委員会	7月4日、午後2時	東条会館
ロ. ニュース委員会	7月5日、午後5時半	
ハ. 論文委員会	7月6日、午後2時	
ニ. 編集顧問会議	7月28日、午後5時半	

2. 第2回全国大会委員会 7月12日、午後5時半

学会事務所会議室

3. 電気通信技術委員会本委員会 7月18日、午後5時半

学会事務所会議室

4. 第3回理事会および第1回評議員会 7月28日、午後5時半

学会事務所会議室

36年7月入会 (敬称略)

正員 相沢悦夫、赤羽滋美、芦刈利夫、池田邦保、池田純一、井上寛二、今村滋昭、上野文次、梅田哲雄、瓜生敏三、小沢研二、大崎年藏、奥川俊二、奥村 徹、加藤純一、掛川良治、桂 芳之、金井 寛、金田嘉家、菊地啓司、北村信一、北村幹男、小坂直人、郡谷 奨、今野 毅、酒井正昭、芝池 勉、杉山孜郎、隅田洋治、鶴田 貞、友松健夫、中村泰而、中村博夫、長屋暢夫、西 光雄、西野 勉、西宮 元、林谷 集、福田 栄、福田土之雄、真鍋 隆、松崎 晃、三上 修、宮下正雄、山岸 茂、横井啓三、和田 昇
准員 石田 裕、石津竜雄、石渡克洋、井上秀俊、上山太一郎、内田 繁、大平 史、奥田宗之、勝村 欽、川口義弘、川村尚古、国沢春雄、熊田和嘉男、黒田泰次、佐久間 均、佐藤武吉、斎藤純二郎、清水 明、渋谷隆弘、白戸憲光、宗 道人、竹厚重喜、立山 茂、玉本章介、塚田宜伸、寺沢美純、道家浩太郎、斎藤一、西川 孚、芳賀福之進、萩原彰二、平賀常夫、宮本 孜、室谷政征、渡辺治男
学生員 青木 彪、浅田明致、阿部緑治、五十嵐俊吉、飯田

虎雄、生野浩正、池田達治、石井邦守、石井忠男、石川忠男、石黒辰雄、石沢勝夫、石田雅之、石田 幹夫、稲垣直樹、岩田完成、上野雄吉、浦島 香、越智成之、小野和良、小田原正春、大岩洋和、太田 道男、大場 貞男、岡崎 遼、岡島成昭、金丸尚史、亀岡良寿、畑田正雄、川端俊一郎、河原田 弘、木村寿太郎、岸本成雄、北島敬己、北村正男、吉島宇一、久米本敏夫、黒岩忠臣、小森芳則、後藤昭夫、今野恒義、佐藤晋、佐藤壮征、佐藤 忠、佐藤直信、佐藤 亘、佐竹 実、境 巖、四戸弘道、清水悦平、下村 健、下山岩男、鈴木和夫、鈴木孝雄、鈴木良孝、瀬々浩俊、関口 豊、武崎康一、津田裕二、辻 省吾、中田浩一、中谷吉生、長倉一郎、中村善彦、二瓶和義、西 義憲、西塚典生、袴田徹夫、比嘉義規、松山寅雄、藤石武治、藤本義昭、堀田昌介、本間良紀、梶井隆、松岡和夫、松本誠二、丸岡武二、三浦大像、水野 昇、村谷拓郎、山口徹郎、山崎良男、山本啓輔、山本伸己、吉岡正修、和田勝利、若林重興、脇 一修、渡部 毅

特殊員 日立製作所那珂工場図書室

日本電子産業株式会社

チャールズ・イー・タトル商会(4口)

最近の国内文献

電気学会雑誌 81, 5 (昭 36-05)

- チタンと炭素の複合被膜抵抗体 (古橋清司) 734
 高周波入力用磁気増幅器の方式とその応用例
 (成瀬民也) 745
 三相直列形可飽和リアクトルの動作解析 (小林 寛) 755
 アナログ計算機の自動プログラミング
 (三浦武雄・岩田純蔵) 765
 マグネットグラフィについて (松本憲吾・横山俊雄) 775
 磁気増幅器の過渡応答 (水上憲夫) 783
 抵抗器の高周波特性の改良について
 (津端一郎・野口誠一) 801
 制御用シンクロの残留電圧と電気誤差 (森田啓二郎) 821

81, 6 (昭 36-06)

- トランジスタフリップフロップ回路の直流解析
 (大矢雄一郎) 901
 高感度振動容量形高周波誘電正接, 誘電率測定装置
 (秋宗秀夫・吹田徳雄) 910
 2変数入力の場合の最適化制御の試行法および試行装置
 (浅居喜代治・外) 916
 ホール乗算器をもつ電磁流量計 (大野 勇・山崎弘郎) 926
 エサキダイオードの設計理論 (福井初昭) 940
 飽和および摩擦特性をもつサーボ機構の線形フィード
 バック補償について (伊藤正英・栗松立木) 954

テレビジョン 15, 5 (昭 36-05)

- VTRの外部同期装置 (佐々木宏・外) 258
 テレビジョン共同受信設備からの漏洩電磁界
 (佐藤利三郎・外) 264
 ズームイメージ管 (安藤隆男) 270
 イメージオルシコンによる電子ズームング
 (中山良明・宮代彰一) 275
 イメージオルシコンカメラの機構部 (鈴木 勲) 282
 新高感度イメージオルシコン GL-7629 (林 電夫) 286
 テレビジョン放送装置における $\lambda/4$ インピーダンス
 変成回路 (伊藤健一) 291

15, 6 (昭 36-06)

- パルス遅延回路の設計と応用 (池田辰雄) 322
 安定化単発マルチによる負帰還型通衡回路 (吉田 武) 326
 カラーテレビカメラの色再現性 (林 宏三) 334
 負帰還型映像分配増幅器の特性検討
 (大西俊一・弓手康夫) 339
 螺旋型伝送線路からの漏洩電界 (佐藤利三郎・千葉二郎) 345
 テレビジョン自動同期結合装置 (藤村安志・外) 349
 新型スポットライト (北小路薫・岩西 浩) 356
 TV 受信機中間周波数の選定 (鈴木一雄) 358

通研研究実用化報告 10, 5 (1961)

- M型管電子銃の研究 (鶴澤知之) 731
 酸化物陰極の電子顕微鏡による研究
 (広田昭一・今井哲二) 771
 電話回線による2進符号伝送 (南 敏・外) 803
 時々断とその観測装置 (南 敏・小野昌道) 851

国内で発行されている諸文献で本学会に寄贈いただいたものの中から、特に通信学会に関係があり、会員に興味をもたれると思われる項目をピックアップしてその標題を掲載する欄を今月号から設けることに致しました。完全なものとは言えませんが海外論文紹介欄と合わせて御利用いただきたいと存じます。

化合物半導体 CdTe の研究 (水間基一郎・外) 895

- ゲルマニウムおよびシリコン単結晶の加工歪
 (小野貞正・外) 925
 A型およびH型局における発信番号自動検出方式について
 (加藤銀猪・外) 943
 磁心マトリックス蓄積情報表示装置
 (花輪幸四郎・楠 菊信) 959
 真空管入力アドミタンス測定器 (小島卓哉・原 宏) 969
 2回抜取検査の動的理論 (田口玄一) 981

10, 6 (1961)

- 高周波用ゲルマニウム拡散型トランジスタの研究
 (新美達也) 997
 高周波用ゲルマニウム拡散型トランジスタの設計
 (渡辺 誠) 999
 高周波トランジスタの等価回路と四端子パラメータ
 (川口清一・平井 実) 1015
 高周波用ゲルマニウム拡散型トランジスタの製作技術
 (小林 稔) 1043
 高周波用ゲルマニウム拡散型トランジスタの真空拡散技術
 (三上 修) 1059
 無装荷搬送線路における漏話の相加 (塚本昭慶) 1079
 リアクトルサーボ系の最適な設計について (園田信一) 1111
 自動直訳装置 (喜安善市・関口 茂) 1149
 複合形 $pnpnp$ スイッチ (山岸金吾) 1173
 鋸歯状電界による強誘電体の分極反転 (柴田宏之・外) 1197
 チタン酸バリウムのマイクロ波帯における誘電率
 (沢本健一・矢谷雅子) 1207
 高光電流密度における Cs-Sb 光電陰極の動作
 (三宅清司) 1217
 Cs₃Sb の Cs 熱解離圧 (三宅清司) 1225
 セシウム-アンチモニ化合物膜の対数的成長 (三宅清司) 1242

国際通信の研究 28 (1961-05)

- 1960年ニューデリーで開催された CCITT 第 8, 9, 10
 研究委員会に関する報告 (川島清明・北爪隆夫) 1
 海底ケーブル布設ルート選定のための海洋調査
 (江副卓爾) 12
 短波送信機用高調波濾波器に関する考察 (小林好平) 20
 フェライト磁心を利用した送信機用広帯域変成器
 (師岡一雄) 30
 対米電話回線冬季劣化改善状況 (三崎文彦) 37
 グラファイト陽極の実用化 -7F 25 B について
 (片柳正八) 41
 低周波水晶発振器を用いたトランジスタ式時源器
 (大山富士夫・安部久雄) 47
 印刷電信受信機の受信機誘導機構 (門田勇蔵・外) 52
 対流圏散乱通信 (1) (京極英二) 54

電気試験所彙報 25, 5 (昭 36-05)

- Vowel Recognizing Program, SNCS-1
 (猪股修二・外) 54

軸非対称の場の展開とその極の形の例

(鈴木重夫・加藤 明) 69

東芝レビュー 18, 5 (1961-05)

無接点継電器(新形ロジスタット)(脇尾秋夫・外) 547

UHF クライストロン(土橋清二・門野欽一) 574

中間調表示式直視形蓄積管(中山良明・山田達也) 590

ブラウン管用特殊静電偏向系(常田朝秀) 596

振動によるフェライト粉末の粉碎(鈴木 久・外) 619

合成雲母結晶析出に対する添加イオンの影響(松下 徹) 623

16, 6 (1961-06)

最近のレコード用材料(木下 誠) 666

音みぞの弾性変形を考慮したレコード再生波形の

理論的考察(小沢淳男) 670

レコードプレーヤー(望月靖久・外) 679

シートレコーダ(鈴木 信・村田長三) 684

テープレコーダ(石渡 武・横田 勇) 688

トランジスタ式音声調整卓(松本八郎・河合弘茂) 701

大出力高忠実度トランジスタ増幅器
(三浦純一・三田 信) 705

Hi-Fi 用真空管の特性と応用(青木 豊) 709

拡声装置とその設計(石渡 武) 713

野外用ハイファイ演奏装置(厨川 守) 721

建築音響の技術(島原正男) 724

日立評論 43, 5 (昭 36-05)

電磁流量計(植松 誠・松原一郎・鈴木敏幸) 60

43, 6 (昭 36-06)

UHF 送信管の諸問題(中田九州男・久田 宏) 84

三菱電機 35, 5 (昭 36-臨時増刊)

航空機用 VHF 無指向性埋込形アンテナ(喜連川隆・外) 38

パラメトリック増幅器の広帯域化(喜連川隆・白幡 潔) 44

自動最適化制御装置(福永圭之助) 68

計数形電子計算機 MELCOM-I.DI (豊田準三・外) 80

数値計算の誤差(馬場準一・林 重雄) 88

高出力シリコン・トランジスタ(吉松誠一・外) 94

CdS の光起電力効果(伊吹順章・小宮啓義) 99

電子衝撃陰極の特性(岡田武夫・橋本 勉) 103

冷媒液中のエナメル線の耐摩耗性

(白井万次郎・森田義男) 113

酸化物被覆陰極用ニッケル金属組織とグリッド

エミッション(立原芳彦・外) 116

磁器と金属の封着(神崎 通・柳瀬正人) 121

35, 6 (昭 36-06)

ブロック図から直接コード化するプログラム方式

(首藤 勝) 95

MELCOM 精密低速度形アナログコンピュータ(3)

(馬場文夫・外) 111

FUJI 12, 2 (1961-05)

試作半電子交換機(荒川弘文) 15

無線局用選択呼出装置(杉島千秋・宮本文一・清次祥司) 39

ストリップ線路を利用したマイクロ波回路(柚木 久) 49

エレクトロミネッセンスの応用と特性

(稲井 猛・村川恭平) 75

施設 13, 5 (1961-05)

昭和 36 年度新技術の動向(緒方研二) 21

シリコン整流器の最近のうす勢(横坂敏夫) 60

細心同軸ケーブル方式へ搬送編~(石原 治・外) 40

自動交換機信号送出回路の平衡化について(その2)

(小口 修・外) 50

調 34 号トランジスタ多重搬信装置(高橋久太郎) 71

話中音周波数の 400 c/s 化および信号送出回路の平衡化に

対する電力部門の諸対策(山北多美之佐・高沢徳次) 106

マイクロによるカラーテレビ伝送(その2)

仕様決定まで(松本高士) 115

13, 6 (1961-06)

データ伝送サービスについて(三原裕登・岡部年定) 53

沖縄の電話事情(小原 猛) 63

南米の電気通信事情(その1)(古市米雄) 66

600 形電話機(山口善司・阿部正雄) 46

将来の電話宅内サービスとその技術(座談会)

(鳥居正也・外) 22

土浦-水戸間細心同軸ケーブル方式試用試験概要

(新村長門・外) 73

市内 PE-P ケーブルの障害状況(小池英明・林 実信) 89

東一名一版 6,000 Mc 回線の概要と試験結果(斎藤雄一) 94

事務機械化における資料伝送方式(高橋久太郎・外) 101

無停電交流電源装置の同期切替(横坂敏夫・飯塚文男) 110

反射損失および局内損失の見込み方(朝比奈一) 117

50~60 c/s
400 c/s

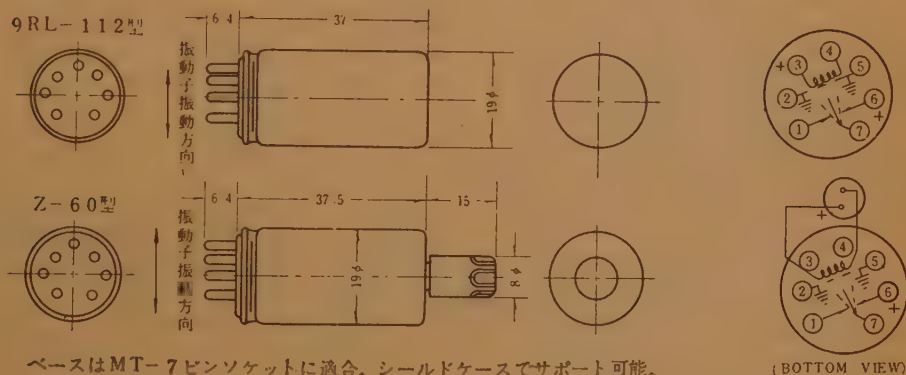
ミニアチュア型 チョッパー

特 徴

- 小型 (19φ×37.5), 軽量 (30 g)
- 長寿命 (5000 時間以上)
- 広い温度範囲 (-30°C~+85°C)
- 耐振性良好
- 完全密封・不活性ガス充填
- 広い応動周波数範囲



外形・接続



ベースはMT-7ピンソケットに適合。シールドケースでサポート可能。
外観はライトグレイ色

種類・性能

項 目	9RL-112型				Z-60型			
	A	B	C	D	A	B	C	D
接 点 型 式	中央開放型 (BBM)		中央短絡型 (MBB)		中央開放型 (BBM)		中央短絡型 (MBB)	
定 格 周 波 数	400 c/s	50~60 c/s	400 c/s	50~60 c/s	400 c/s	50~60 c/s	400 c/s	50~60 c/s
形 状	SINGLE END				DOUBLE END, トップコネクター付			
雑 音 (1MΩ)	100 μV 以下	20 μV 以下	100 μV 以下	20 μV 以下	10 μV 以下	2 μV 以下	10 μV 以下	2 μV 以下
用 途	一 般 用				低 レ ベ ル 用			

- 絶縁抵抗 5000 MΩ 以上 (通常 10 万 MΩ)
主として中インピーダンス用 (1 MΩ 規準)
低インピーダンス用はもちろん, 高インピーダンス用にも使用可能



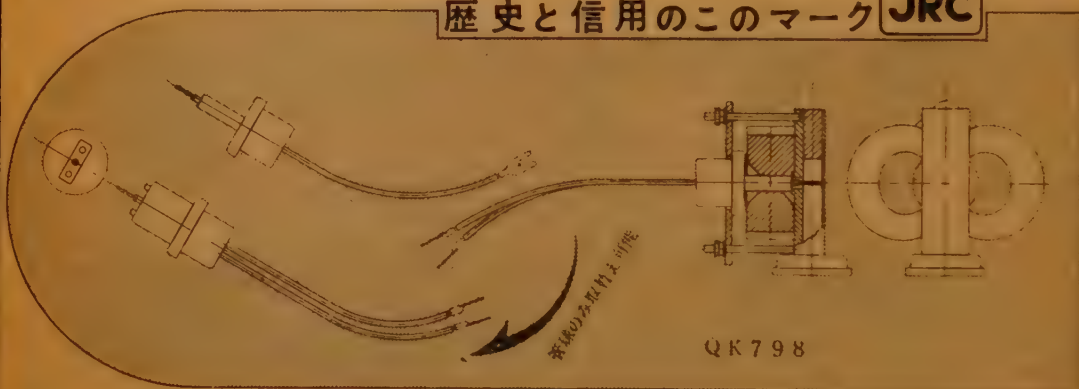
安立電気株式会社

東京都港区麻布富士見町 39 電話 (473) 2131 (代), 2141 (代)
営業所 神戸市生田区栄町通 5-10 電話 元町 (4) 3614 (代)

世界に誇る新技術

JRCマグネトロン

歴史と信用のこのマーク **JRC**



レーダ用マグネトロンXバンドシリーズ (3)

型名	構造	H	f (Mc)	動作例				備考
				V_a (kV)	I_a (A)	t_p (μ s)	P_o (kW)	
9M 10	全金属型固定同調波数	PKG	9345~9405	3.5	2.5	0.1	2.8	小型軽量
QK 798	〃	〃	9360~9460	5.2	3.5	0.2	3.0	小型軽量安価
9M 20	〃	〃	9299.5~9329.5	5.5	4.5	1.0	8.0	2J42と同型
9M 30	〃	〃	〃	12	12	1.0	45.0	2J55と同型

レーダ用真空管としてクライストロン、送受切替管も各種製作しております。

また、プラチノトロン、mm波マグネトロン、医療用、工業用マグネトロン、BWO等の開発、改良に成果をあげております。

特約店

大日電子株式会社

東京都千代田区神田旅籠町2の6 富山ビル
電話 (291) 9404 (251) 5963

JRC 日本無線株式会社

事業部 東京都港区芝西久保桜川町25 第5森ビル 電話東京 (591) 3461 (大代表)
大阪支社 大阪市北区堂島中1の22 電話大阪 (36) 4631~6
福岡営業所 福岡市新聞町3の53 立石ビル 電話福岡 (2) 0277
札幌出張所 札幌市北一条西4の2 札幌ビル 電話札幌 (2) 6161 (4) 6336

- 7 桁 デジタル カウンタ ■ パルス 発生 器
- 6 桁 デジタル カウンタ ■ 矩 形 波 発 生 器
- プラ グ イ ン ユ ニ ッ ト 各 種 ■ 超 低 周 波 発 生 器
- 各 種 信 号 発 生 器 ■ 直 流 増 巾 器

Nippa

4 年 間 の 努 力

技術・設計・製造の
総力を結集して完成した

Nippa の
DIGITAL COUNTER

郵政省型式認定W第 1131 号

10c/s~220M C. 1 μ s~10⁷sec

$\pm 5 \times 10^{-8}$

新 製 品

N-511 広 帯 域 分 布 増 巾 器

周波数帯域幅 1.5kc~150Mc

利 得 約 35db

遅 延 時 間 約 0.1 μ s

立 上 り 時 間 約 0.005 μ s



N-14 実 効 値 真 空 管 電 圧 計

波形に関係なく実効値が直読できます。

周波数範囲は 30c/s~12Mc

測定電圧範囲は 3mV~300v

■ 特許出願中



日本電波株式会社 カタログ呈上

古き伝統と新しい技術

コロナモーター



シーリスマーター
シンクロナスモーター
キャパシタモーター

は特に量産しております。

その他 小型モーターと発電機については
御相談下さい。必ず御期待にそいます。



(旧社名 花塚電機産業株式会社)

コロナモーター株式会社

東京都目黒区東町52番地 電話 目黒(712)代表3146-⑤

＝代理店＝

- (株) 入江製作所
東京都中央区日本橋本町4の7
電 日(241) 代表5 2 8 1
- 崎 村 商 店
東京都千代田区神田五軒町42
電 下(831) 9 9 5 3・4 3 4 6
- 吉沢精機工業株式会社
東京都文京区湯島新花町35
電 小(921) 1 0 4 2・7 0 8 8
営業所 長野市横町20
電 話 長 野 4 6 0 1
新潟市下大川前石油企業会館内
電 話 新潟(3) 0 6 0 3
- ユタカ電業株式会社
東京都港区芝新橋5の22
電 (501) 代表5 4 9 1-5
- 日本電化工業社
京都市下京区河原町通り四表下ル(日生ビル)
電 下(5) 2 5 8 7・9 2 4 7
- 沢電気機械株式会社
大阪市西区土佐堀通り2の8
電 大(44) 3 7 1 5(代表)~9
- (株) 西山製作所
大阪市東区瓦町2の15
電 北(23) 5755・229・448
- (有) 入江製作所
名古屋市中区大池町1の48
電 中(24) 1 6 2 1・6 3 8 9
- 岩谷産業株式会社
大阪市東区本町3
電 船(26) 3251~5・8251~5
営業所 東京・名古屋

測定器から...

ハイファイまで...

TEN
2SB41
JH3

TEN
2SA10
KB1

TEN
2SA30
KB1

テントランジスタは最新の技術と完全な品質管理により生産されていますから、いつまでも安心してご使用頂けます。

○テントランジスタは小型にできているから、ミニアチュアセットに適している。

○高温高質テストにより特殊な用途にも使用可能

○あらゆる種類のトランジスタが揃っているので測定器、ハイファイセットをはじめ各種の電子機器に使用できる。

営業品目

トランジスタ	無線機器
ダイオード	自動車用ラジオ
受信管	テレビ・ラジオ
送信管	原子力機器
X線管	繊維機械
ブラウン管	その他



テン
トランジスタ

神戸工業株式会社

本社 神戸市兵庫区和田山通1の5 電話 ⑥ 5081 (大代表)
東京支社 東京都港区芝田町5-9 (三ツ木ビル内) 電話東京 (501) 8431 (代表) ~ 9
営業所 大阪・札幌・仙台・名古屋・広島・福岡

UHF帯測定器

回転形同軸定在波測定器

3 S 9 5 形

半同軸形周波数計

2 B 1 0 D 形



本器は100～1,000Mc帯において、同軸回路のインピーダンスを測定するもので、弊社製定在波増幅器(3E01形)と併用して、負荷のVSWRおよび位相角を回転ダイヤル上で直読することができ、従来の、定在波測定器に比しはるかに小形軽量で取扱いも便利であります。

(規格)

周波数範囲 100～1,000Mc

残留定在波比 1.03以下

特性インピーダンス 50Ω

感度 100 Mcにて入力1V以下

1,000Mcにて入力0.1V以下

(整合負荷で定在波増幅器3E01形をフルスケールに振らせる入力)

検波器 SD-15

接栓 RF入力 BNC-J

出力 S形またはN形-J

寸法 長さ約200mm 幅約130mm 高さ約190mm

重量 約3.5kg



本器は250Mc～1,000Mc帯の直読形周波数計で、クリスタルマウントおよびメーターと併用することにより迅速、簡易に周波数の測定ができます。

(規格)

周波数範囲 250～1,000Mc 最小読取目盛

負荷時のQ 600以上

250～400Mc 5Mc

精度 0.5%

400～1,000Mc 1Mc

感度

接栓

挿入損失-10db以下

入出力ともSまたはN-J

同軸形ポロメータマウント 1 T 9 1 形

本器は100～2,000Mc帯の電力測定に使用するポロメータマウントで弊社製ユニバーサルブリッジIP02と併用するものであります。固定整合形のため外部よりの整合の必要はありません。



(規格)

周波数範囲 100～2,000Mc

電力測定範囲 100mW以下 10mW以下

VSWR 1.5以下 50Ω系

入力接栓 N形 PまたはJ

出力接栓 BNC J

使用ポロメータ 1Z19 1Z20

寸法 長さ約135mm 最大直径約90mm

重量 2.5kg以下

同軸形方向性結合器

5 D 9 3 型



本器は450～900Mc帯の同軸形方向性結合器で、電力・周波数等の監視に便利であります。

(規格)

周波数範囲 450～900Mc

結合度 10db, 20db, 30db, の3種

方向性 20db以上

接栓 入出力ともN-J

寸法 全長約135mm 幅約35mm 高さ約60mm

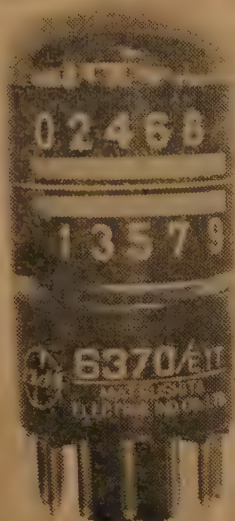
重量 1.5kg以下



島田理化工業株式会社

本社・本社工場 東京都調布市柴崎町415番地 電話 調布 (0229) 4101-6
大阪販売部 大阪市北区伊勢町1番地 電話 大阪 (36) 6 8 0 7

毎秒一〇〇K Cの計数速度！ S Q管6370/E1T



つねにトップをゆくナショナルのエレクトロニクス技術が開発した高信頼度・高速度計数表示管です。

ナショナル計数表示管E1Tは……

1. 高信頼度………S Q管 (special quality tube) 2. 10,000時間の長寿命と安定した動作
2. 高速度………計数速度は毎秒一〇〇,〇〇〇カウント
3. 低コスト………ふつうのフリップ・フロップ回路を使用した機器にくらべ回路の簡素化・部品の節減ができる

〔構造〕 パルスに応じリボン状の電子ビームが水平に静電偏向され、プレートにある10コの窓を通り、バルブ内面の蛍光物質にあたって発光、そのスポットが、外面にある0-9までの数字の対応点に現れます。

(用途) 放射線記録計 事務用機器 電子計算機 周波数計 チェッカー 工業用記録表示計 微分解析器 フーリエ解析器など デジタル表示機器



(図の説明)



- K II カソード S II スクリン
R1 II 制御グリッド b' II ビーム形成電極
R2 II 加速電極 D II 左偏向電極
D1 II 右偏向電極 ah II 補助電極 G3 R6 II
サブレッサングリッド G4 II スロット電極
a1 II リセット電極 R2 II プレート 1 II 蛍光物質

お問合社は……… ● 東京都京橋区内 工業ビル内 松下電器 東京特機電子部
● 名古屋市中央局区内 豊田ビル内 松下電器 名古屋特機
● 大阪市中央局区内 松下電器 大阪特機

※ スチロフレックス 同軸 ケーブル

特 長

- (1) 可撓性に富んだ接続のない長尺のケーブルである。
- (2) 品質が極めて均一である。
- (3) 低損失である。
- (4) 電気特性の経年変化がない。
- (5) 軽量且つ強靱である。
- (6) 建設及び保安が容易で極めて経済的である。

用 途

各種放送：

TV放送 FM放送 短波放送 STリンク 共同聴視

各種無線通信：


マイクロエープリング
V.H.F 帯無線通信レーダー
宇宙通信 見透外伝播通信

※ Styroflex は Norddeutsche Seekabelwerk AG. の登録商標であります

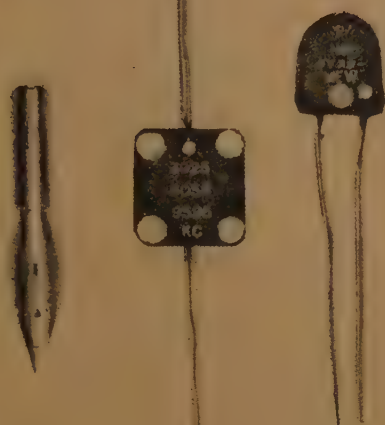


大日電線株式会社

本 社	尼 崎 市 東 向 島 西 之 町 8 番 地
大阪事務所	大 阪 市 北 区 梅 田 (梅 田 ビ ル)
支 社	東京・名古屋・福岡 工場 尼崎・和歌山県箕島



MEW.



あなたの
ラジオにぜひ
お取り付け下さい

日本短波放送が楽に受信できる

NSB クリスタ—

短波放送を受信する時、ダイヤルの幅が狭くて調節するのが少し面倒なことは、皆様ご経験のことです。

この短波受信の時のなやみを一挙に解決したのが、NSBクリスタ—です。

これは、日本短波放送（NSB）の周波数に合わせた三つの水晶発振子の働きを利用したもので、受信状態も安定し、感度もあがり、混信もなくなるほか、雑音は減少するし、フェーディングも少なくなります。

●どんな受信機にも取り付けられます

このNSBクリスタ—は2バンド以上のスーパー受信機ならば真空管式でもトランジスタ式でも取り付けられます。

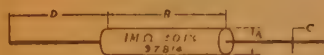
NSBクリスタ—には、P形とS形の二種類があって取り付け方法がちよっと違いますが、どなたにでも簡単なハンダ付けで取り付けられて、充分効果的な性能を発揮します。

株式会社 明電舎/

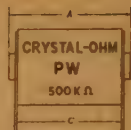
東京、大阪、名古屋、福岡、札幌、金沢、仙台、高松、広島、八幡



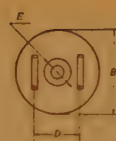
精密捲線抵抗器



P T 型



P W 型



P B 型

型名	P T	PT-1	PT-3	PTS	PTL
寸法 mm	A 13 B 38 C 1 D 50	20 38 1 50	8 30 1 30	8 70 1 50	8 100 1 50
抵抗値範囲	Rmax Rmin	1 MΩ 150 KΩ	2 MΩ 400 KΩ	150 KΩ 25 KΩ	800 KΩ 150 KΩ
定格電力 W	W40 W20	1 0.5	2 1	0.5 0.3	1.5 0.75
最大加電圧 V	F 1000	1500	270	900	1200
仕切数	4	4	8	8	12

型名	P W	PW-1	PW-2	PW-3	P B	PB-1
寸法 mm	A 32.5 B 20 C 27.5 D 17 E 7 F 4	57.5 20 52.5 17 7 4	32.5 25 27.5 17 4.5 4	57.5 35 52.5 17 4.5 4	28 22 32 12 7 8.5	12 17 14.5 8 5.5 5
抵抗値範囲	Rmax Rmin	1 MΩ 200 KΩ	2 MΩ 400 KΩ	2 MΩ 400 KΩ	5 MΩ 1 MΩ	250 KΩ 50 KΩ
定格電力 W	W40 W20	1 0.5	3 1.5	1.5 0.8	5 2.5	1 0.5
最大加電圧 V	E 1000	2000	1200	2000	1000	270
仕切数	4	4	4	4	0	0

Rmax 最大抵抗値, Rmin 最小抵抗値, R_N 抵抗温度係数 $+1.3 \times 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$ (0.1%以下 $2 \times 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$), W40 温度1昇 40°C, W20 温度1昇 20°C

●ステアタイトボピンはS Tと型名に記入下さい

カタログ贈呈

真下製作所

渋谷区恵比寿西1丁目18 電話 (461) 0712, 8037

クリスタルオーム

ゲルマニウム シリコン 加工機

◎スライシングマシン

Type 8—SCTH

☆手動式・油圧

☆半自動式・油圧操作

☆自動式・油圧操作ラジェット方式

使用ブレード 径 75 mm t0.4,

100 mm t0.4, 125 mm t0.4

◎ラッピングマシン

ラップマスタータイプ

仕様 タイマー・自動攪拌装置・電磁バルブ付

ラップ盤 径 12 吋ミハナイト鋳鉄使用



(スライシングマシン)

三池理化工業株式会社

東京都新宿区番衆町 12

TEL (351) 5 2 0 7

電線と ケーブル 日本電線



本社 東京都中央区西八丁堀2の1の1 電話(551)6471(代)
営業所 大阪・名古屋・福岡・仙台・札幌
工場 東京・川崎・熊谷



鹿屋サテライト局コーナーアンテナ
(ラジオ南日本殿)



アンテナのアンテナ

各種高性能通信用アンテナ
レーダー用アンテナ
放送用アンテナ
サテライト局各種アンテナ
方向性結合器・分波器
テレビジョン受像用アンテナ
特殊アンテナ・アンテナ附属品
アンテナ柱・鉄塔・製作工事
テレビ据付・共聴工事及サービス



最高の
技術を誇る

安展工業株式會社

本社・工場 川崎市中原区丸の内1202番地 電話 中原(047)代表 6183
東京営業所 東京都千代田区神田一ツ橋2-9 電話 九段(331)代表 0566
大阪営業所 大阪府北区曾根崎上1-50 電話大阪(34)6971-3,(86)7684

新しい時代を創る
/ 性能



フクダ心電計
無線搬送心電計
ベクトルスコープ
医用電子装置
工業用計測器



フクダの医用電子 製品

●カタログは広報課まで御請求下さい。

●トランジスター 心電計
●トランジスター 心音計

フクダ医療電機株式会社

東京都台東区池ノ端七軒町7 (821)4096, 6576~7, 6868(夜)

■出張所

札幌市 北十四条西4丁目 3 1867
仙台市 北四番丁9-4 2 4291
金沢市 中石引町5-8 2 5950
広島市 宝町4-3-2 3 2304
岡山市 大供養町2ノ253 3 5466
福岡市 太宰前町1ノ1116 65 2144

■出張所

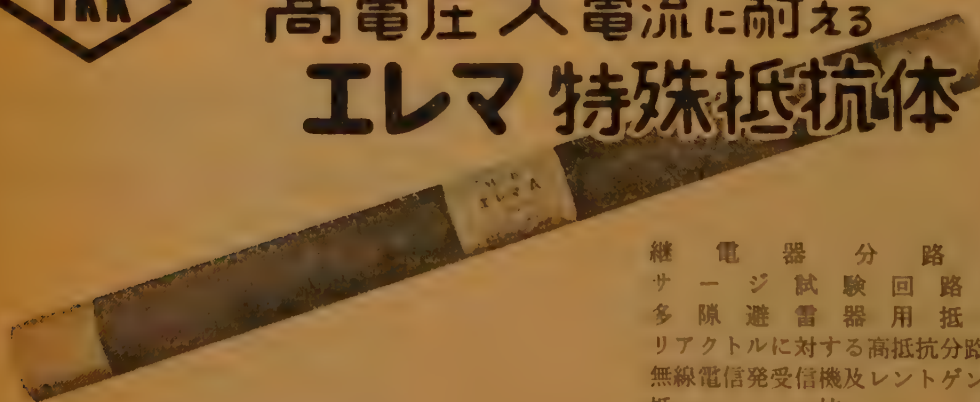
廣本市 蔵町23 2 2759
鹿児島市 山下町4-7 2 4817
新潟市 白山浦1ノ401 2 7828
水戸市 鉄砲町1136 2381
宇和島市 本町4 1469
前橋市 岩神町221ノ12 6563

■フクダ 医療電機販売株式会社

大阪市 西区板橋4ノ11岡崎ビル 44 2102
京都市 上京区秀出川通寺町西入ル 23 4472
徳島市 幸町3-5-3 12 8644
横浜市 西区杉山町2 星田ビル 44 6975, 6947
静岡市 東町4-2 12 2297
名古屋市 中区板橋町1ノ32 24 9089



高電圧大電流に耐える
エレマ 特殊抵抗体



継電器 分路用
サージ試験回路用
多隙避雷器用抵抗
リアクトルに対する高抵抗分路用
無線電信発受信機及レントゲン機
抵抗

東海高熱工業株式会社

本社 東京都千代田区神田旭町2大蓄ビル 電話 (251)5131(代)
営業所 大阪・名古屋・福岡・富山・広島・仙台
工場 名古屋・京都

山水の自動電圧安定装置

●おもな特徴●

- 最も効果的な波形補正回路を採用しておりますから発生歪が従来の鉄共振型の1/2以下で、波形率による誤差を実用上無視できます。
- 出力インピーダンスを従来の1/2程度に低下しているため最適負荷範囲を50～100%に拡げ無負荷における出力電圧上昇及び変化する電流に対する電圧変動を大きく改善しています。
- 波形補正回路が高調波発生を抑えるため入力電圧が規定範囲を多少オーバーしても、また無負荷時においても乱調を生じることがありません。

◆規 格◆

周波数	50%, 60% (−2%～+1%の間調整可能)
出力電圧	100V, 117V
安定精度	入力電圧85～110Vの変動において 出力電圧100V±2%以内 (全負荷)
波形歪	10%以下 (全負荷)
応答時間	0.05秒以下 (一定負荷)
効 率	70%以上 (全負荷)



製 番	出 力	寸 法 (cm)			重 量
		横巾×奥行×高さ			
VS-2000	200VA	34	26	20	16.5kg
VS-3000	300VA	34	26	20	20kg
VS-5000	500VA	40	29	25	28kg
VS-10000	1KVA	44	32	29	40kg

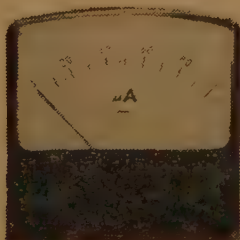


カタログの請求は宣伝課まで

山水電気株式会社

本 社 東京都杉並区和泉町460番地 電話(328) 代表0111番～⑩
大 阪 営 業 所 大阪市都島区都島南通り4～8 電話堀川(35)8009・7819番
名古屋営業所 名古屋市中区宮田町34番地 電話 中(24)6240番

新型パネル用計器



新発売!

WMR-65N (可動コイル型)
WCR-65N (整流器型)
WSR-65N (可動鉄片型)
外型 81×79mm 胴径 65φ

特 長

1. 65型計器と取付寸法が全く同じですからそのまま取付ができます。
2. 外観は新しいデザインで美しい着色がしてあり機器に取付けた場合製品が一層引立ちます。
3. 目盛窓が一段と広くなっておりますので指示が読取り易くなっております。
4. 電気的特性は高度な品質管理により一段と向上しております。
5. 量産態勢により納期迅速いつでも御要望に応じられます。



指示電気計器
工場

渡辺電機工業株式会社



電話 青山
(401)

東京都渋谷区神宮通二ノ三六番地

2281
6141
6142
6143
6144

スゴリの ポテンショメータ



- “ヘリオスタート”ヘリコイド多回転型 (HP)
- サーボ型……………(CP)
- サイン・コサイン型……………(SP)
- 直線偏位型……………(LP)
- 圧力変換型……………(PP)
- 函数発生装置各種



株式
会社

緑測器研究所

本 社 東京都杉並区下高井戸4の927 電話 東京 (321) 7941・(328) 1269
調布工場 東京都調布市国領町524 電話 調 布 (0229) 2437・4235

関西地方
代 理 店

明立技研株式会社

大阪市西区阿波堀通1の26 三晃ビル
電話 大阪 (54) 1071・2461

Pontos
NIPPON DENKIKIZAI CO., LTD.

トランジスタ 静特性試験装置



日本電気機材株式会社

本 社・工 場 東京都中央区西京橋1-7
電 話 (84) 4396-8(82) 0395-6
東京サービス 東京都千代田区神田司町2-15
ステーション 電 話 (231) 2736

本器は、トランジスタの挿入によって、直ちに定電流電圧特性の測定を自動的に開始し、一定間隔を置いて逐次各電極間に自動的に切替えて測定を行い、トランジスタを抜くとすぐに別のトランジスタを挿入できる状態に復帰します。

ご希望の方はカタログご請求下さい。

地方取引特ニ歡迎
在庫豊富・即納

振替口座
大阪五番

計測器・

電話機・交換機・諸部分品

架線用・諸材料

ケーブル電線・工事用諸材料

株式会社 山 西

本社 大阪市浪速区恵美須町2丁目27番地
電話 大阪(64) 5番・6番・7番・18番・19番
出張所 東京・広島

早く・安く・よい品を！



Shinkoh

■フルスケール0.35秒、最高の
応動速度を持つX軸■サーボ機
構〜時間送り相互の瞬時切替自
由なY軸■長時間の記録が行な
えるストリップチャート■用途に
応じて選択できる4種の増幅器

X-Yレコーダー
AS6型

万能的な用途を持つ、高性能のX-Yレコーダーを完成しました



新興通信工業株式会社

抵抗線歪計と応用計器

(誌名記入の上カタログご請求下さい)

本社・工場

営業所

神奈川県逗子市桜山760

電話(逗子)3511(代表)

東京・大阪・名古屋・福岡

アルミニウム表面処理専門

○(特許)アルミニウム超硬質処理 (耐絶縁性, 耐腐蝕性, 耐磨耗性) 等に最適

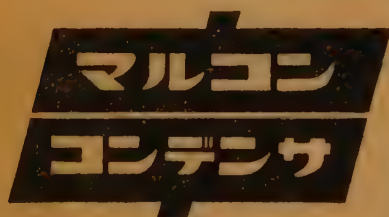
○アルミライト法に依る装飾及び防錆処理一式 (白色, 金色, 銀色, 黒色, 原色, パール, その他各種色彩メッキ及び梨地仕上
塗装下地用アルミライト処理
特殊導通処理)

○鍍金処理 (アルミニウム及びアルミ合金に各種電気メッキ)

電化皮膜工業

東京都大田区今泉町 259 番地

TEL (731) 3169
(738) 0825



最小の体で最大の力を出す

T S コ ン デ ン サ

営 電 解 コ ン デ ン サ
業 タ ン タ ル コ ン デ ン サ
品 油 入 コ ン デ ン サ
目 M P コ ン デ ン サ

東 京 電 器 株 式 会 社

東京 東京都中央区日本橋本町4-9 (東山ビル) TEL (201) 9494 (代表)
大阪 大阪市北区朝笠町50 (空船ビル) TEL (34) 8720
山形 県 弁 市 官 1560 TEL (長井) 2131-4

日本一の量産を誇る

タンタルコンデンサ



サーミスタ

温度測定、温度制御、トランジスタ
温度補償、超高周波電力測定、発振
器振巾安定、通信回路自動利得調整、
継電器動作遅延、サージ電流抑制用
その他

最も安定度の高い 石塚電子の半導体製品

火花消去に シリスタ (SiCバリスタ)

(カタログ進呈)

火花消去、サージ電圧抑制、
定電圧用 その他



石塚電子株式会社

東京都江戸川区小岩町2の2916 代表 電話 江戸川651-1633番

デジタル計測の小野測器 = 小型・軽量・すぐれた性能 =

- 分解能 1.2 MC/s
- 電源 D. C. 12V (7W)
- 2年間無償保証

特長 ● 長時間の連続使用でも極めて安定

- 電源は交直両用のため交流電源のない車
上、僻地でも使用可能
- 小型・軽量のため携帯に便利

性能 ● 測定範囲 (周波数) D.C. ~ 1.2 MC/s
(回転数) 0 ~ 600,000 rpm

- 回路方式 全トランジスタ10進法, 5桁
- 測定時間 $10\mu\text{S}$, $100\mu\text{S}$, 1mS
 10mS , 100mS , 1S , 10S
- 電 源 D. C. 12V 及び A. C. 100V
(50 ~ 60%)
- 寸法・重量 $230 \times 215 \times 310 \text{ mm}$ 6.5 kg



Q-171 全トランジスタ式
自動計数器

電子管式及びトランジスタ式計数器及各種
ピックアップ、回転計その他応用装置



株式 小野測器製作所
会社

東京都大田区下丸子257 Tel. (738)1900
(731)9937
(731)8866

NICUM

電氣機器
真空
(ワニ)

の絶縁を完全にする
乾燥・含浸装置
・コンパウンド含浸装置)

主なる
納入先

愛知電機 中国電力・安川電機
沖電機・三菱電機・北辰電機 住友機械
東洋レーヨン・オリチン電機 三洋電機

日空工業株式会社

本 社 大阪市西区江戸堀南通 3 の18
電話土佐堀(44)181.9512~4
東 京 東京都台東区二長町 1 (東神ビル)
出張所 電話下谷 (831) 2161 (代表)



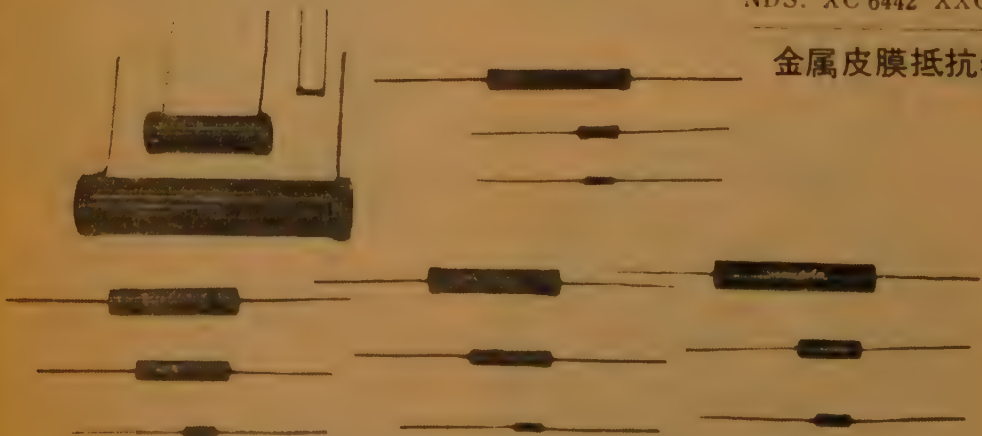
Correctohm

炭素皮膜抵抗器

(㊦) No. 7109

NDS, XC 6442 XXC 6441

金属皮膜抵抗器



音量調整器・測定用・高周波・低周波・可変減衰器



東京光音電波株式会社

本社工場 東京都世田谷区上馬町 3-1043 TEL (414) 代表 103
渋谷工場 東京都渋谷区宇田川町 53 TEL (461) 1018, 1573, 9635.

FPUパラボラ遠隔制御装置

TP18-1型NHK納入
東京タワー鉄塔150m上に
取付けられた回転パラボラ
四装置の中一台を示す

用途

本装置はTV放送局において、TV映像の移動、中継局よりの受信に使用するパラボラ空中線装置で一組又は四組のパラボラ装置を鉄塔上に設備し遠隔制御により任意の移動中継局よりの映像受信を全方向カバーすることができる。

規格

- (1) 使用周波数 6875Mc~7125Mc
- (2) 利得 35db
- (3) VSWR 1.1以下
- (4) 開口径 4呎(開口径6呎にも使用出来る)

重量

パラボラ、回転装置を含み1組の重量は約450kgである。

株式会社 加藤電気工業所

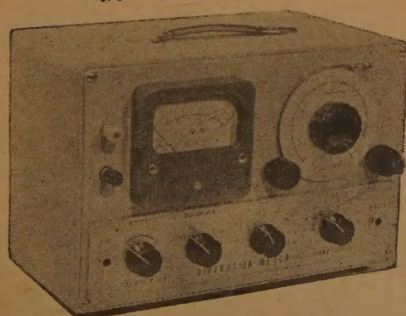
東京都北区東十条2-6

電話 王子(911) 3672・0093・(919)2230

必ず使う 測定器

SM-101型 歪率計

新製品



正価 48,000円

★特長

- 並列T型回路を利用して新しく設計された歪率測定器であります。
- 小型軽量で価格が非常に低廉ですが性能は高価なものと少しも変わりません。

★用途

- 歪率、信号対雑音比の測定。
- 広帯域高感度真空管電圧計。

★性能

- 歪率測定基本周波数範囲 30%~30 K% 連続可変。
- 歪率測定範囲、及指示値 30%~0.2%、db及%直読。
- 歪率測定に必要な入力 0.5V(入力インピーダンス100K Ω)
- 真空管電圧計周波数特性 30%~100 K% (0.5db)
- 20%~150 K% (1db)
- 真空管電圧計測定範囲 2mV~10V
- 電源 100V 交流50~60%
- 電源変動に対する安定度 電源変動 $\pm 15\%$ に対して指示誤差0.2db以内
- 消費電力 25VA

★主なる納入先 警察庁、NHK、日本電気、その他メーカー

信和通信機株式会社

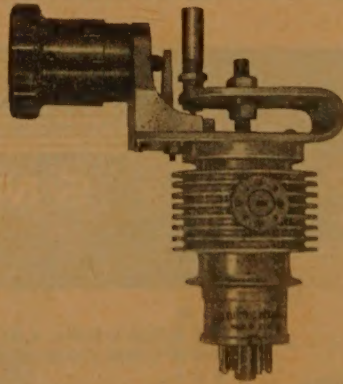
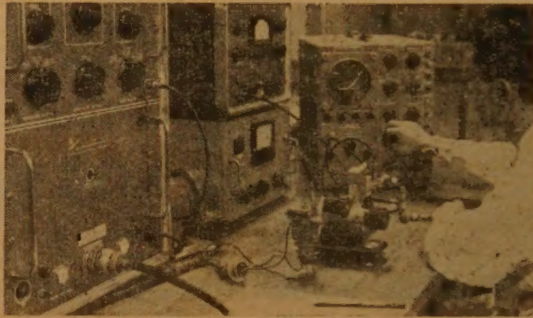
東京都杉並区下高井戸4ノ943 電話(312)0125(代表)~0130



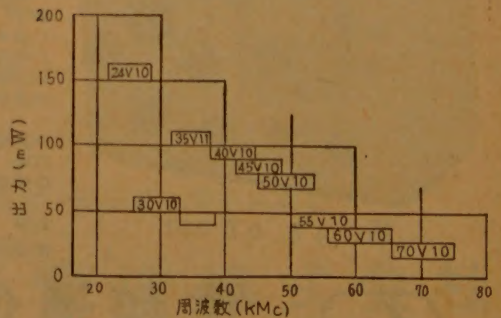


創業80周年

20,000Mc → 75,000Mc まで
耗波管シリーズ完成!!



テレコミュニケーションとエレクトロニクス
のトップメーカー沖電気では 耗波
管シリーズの完成を急いでいましたが
右の図表に示すように 10種のクライス
トロンにより 20,000 Mc ~ 75,000 Mc ま
で切れ目なく発振することに成功しまし
た。



沖電気工業株式会社

東京都港区芝高浜町10 TEL東京(451)2191.9271

DC~60MC

これが61年型の
シンクロスコープです

岩崎のシンクロスコープ

国内最大のシンクロスコープ専門メーカーの岩崎通信機は、いよいよDC~60MCの広帯域型シンクロスコープSS-5602の販売を開始しました。

SS-5602

SS-5602の性能

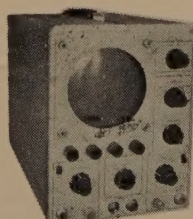
ブラウン管	5 BHP 2
感 度	0.05V/cm ~ 0.2V/cm
周波数特性	DC~60MC-3dB
掃 引 速 度	拡大器を含め 0.02μsec/cm ~ 12sec/cm
校正電圧	0.15mv ~ 50V
寸 法	350W×450H×720L

又、新製品として、5吋ブラウン管を使用した、DC~5MCのSS-5051
DC~2MCのSS-5022
も加わりました。

このほか、次の種類のシンクロスコープがあります。

DC~4MC	SS~3041	ミゼット タイプ
DC~5MC	SS~5052	ポータブルテレビ用
DC~10MC	SS~5102	プラグインシステム
DC~15MC	SS~5151	スタンダード
"	SS~5152	スタンダードテレビ用
"	SS~5154	南方向
"	DS~5155	2ビーム プラグイン
DC~30MC	SS~5302	プラグイン システム
DC~1MC	MS~5012	メモリープラグインタイプ

エレクトロニクスの凡ゆる分野で活躍している岩崎のシンクロスコープを御用命下さい。



SS-5051
DC~5MC



SS-5022
DC~2MC



岩崎通信機株式会社

カタログ等お問合せは営業所又は出張所にお願ひします。

東京営業所 東京都中央区日本橋通り1の6 浅野不動産ビル
電話 (271) 0461~8・0471~7
大阪営業所 大阪市東区淡路町5の2 長谷川ビル
電話 (23) 1616(代表)
本社及工場 東京都杉並区久我山2丁目710 電(391)2231(代表)
出張所 札幌・仙台・金沢・名古屋・広島・福岡・熊本

ショートしても

絶対に石のこわれない!!

トラスダ
直流定電圧電源



一年間保証つき
バッテリーよりずっと能率的

「問題ないね」

「何が」

「電圧変動さ」

Specialized power sources are also available in various colors and specifications, so please contact us for details.

10 Amps 0-24 VD-C	5 Amps 0-24 VD-C
3 Amps 0-24 VD-C	1 Amps 0-24 VD-C
0.5 Amps 0-24 VD-C	0.1 Amps 0-24 VD-C



入力: A C 90~110V

MODEL NO	出力 D・C		出力電圧変動		リップル mV r.m.s
	Volts	Amps	交流入力 変動ニ対シ	負荷変動 ニ対シ	
TSA-0/24-10	0-24	0-10	±5 mV以下	5 mV以下	1 mV以下
TSA-0/24-5	0-24	0-5	◇	◇	◇
TSA-0/24-3	0-24	0-3	◇	◇	◇
TSA-0/24-1	0-24	0-1	◇	◇	◇
TSA-0/24-0.5	0-24	0-0.5	◇	◇	◇
TSA-0/24-0.1	0-24	0-0.1	◇	◇	◇

kyowa

電源専門メーカー

協和エレクトロニクス

東京都大田区調布千鳥町76

TEL (751) 5117 (代)

此れ以外に66品種もありますからカタログ御申付下さい